

Trabajo Fin de Grado

Ingeniería de las Tecnologías de Telecomunicación

Obtención experimental de figuras de mérito sobre distorsión no lineal en amplificadores de alta eficiencia

Autor: Alejandro Rico Muñoz

Tutora: María José Madero Ayora

Dpto. Teoría de la Señal y Comunicaciones
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2020



Trabajo Fin de Grado
Ingeniería de las Tecnologías de Telecomunicación

Obtención experimental de figuras de mérito sobre distorsión no lineal en amplificadores de alta eficiencia

Autor:

Alejandro Rico Muñoz

Tutora:

María José Madero Ayora

Profesora Titular

Dpto. Teoría de la Señal y Comunicaciones
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2020

Trabajo Fin de Grado: Obtención experimental de figuras de mérito sobre distorsión no lineal en amplificadores de alta eficiencia

Autor: Alejandro Rico Muñoz

Tutora: María José Madero Ayora

El tribunal nombrado para juzgar el trabajo arriba indicado, compuesto por los siguientes profesores:

Presidente:

Vocal/es:

Secretario:

acuerdan otorgarle la calificación de:

El Secretario del Tribunal

Fecha:

Agradecimientos

En primer lugar, dar las gracias a mi tutora María José Madero por todo lo que me ha enseñado durante el desarrollo de este trabajo. Agradecerle, además, sus tutorías, su enorme implicación y su paciencia para que todo saliese adelante. En estos primeros meses del año 2020 nos ha tocado vivir una época muy dura a todos los ciudadanos y el hecho de que María José estuviese siempre disponible para resolverme cualquier tipo de duda es algo que voy a agradecer siempre.

Me gustaría dar las gracias también a mi familia por estar siempre a mi lado en los buenos y en los malos momentos. Principalmente, a mis padres y a mis dos hermanos por su apoyo y ayuda constante pero, sobre todo, por motivarme a elegir esta carrera. Han sido años de mucho sacrificio, dedicación y constancia que finalmente dan sus frutos.

En estos momentos no puedo evitar acordarme de esos familiares que por desgracia ya no están, ni del sobrino tan esperado que viene de camino. Por último, dar las gracias a todos los compañeros y amigos que me llevo de esta maravillosa y exigente etapa, y a los amigos con los que llevo compartiendo momentos inolvidables desde los tres años y que han sido vitales para que hoy esté escribiendo estas palabras en la memoria de mi Trabajo de Fin de Grado.

*Alejandro Rico Muñoz
Sevilla, 2020*

Resumen

El amplificador de potencia (PA) es un componente esencial en los sistemas de comunicaciones inalámbricos modernos. Los amplificadores son dispositivos inherentemente no lineales y, por lo tanto, son la principal fuente de distorsión de la cadena de transmisión. Además, estos dispositivos juegan un rol primordial en el consumo de potencia de los transmisores. Por esa razón, es muy importante el desarrollo de técnicas de caracterización experimental de los dispositivos no lineales con el objetivo de controlar adecuadamente las propiedades de distorsión de dichos componentes. Estas técnicas se basan en la prueba de un tono, de dos tonos y en la prueba con señales moduladas de espectro continuo. Este trabajo ha consistido en la representación de las principales figuras de mérito, resultados clave de estas técnicas, para un amplificador de alta eficiencia en la banda de UHF basado en la tecnología GaN HEMT. La ganancia, la PAE, el punto de compresión de 1 dB, el punto de intercepto de tercer orden, NMSE, ACPR o EVM han sido figuras de mérito fundamentales para conocer las especificaciones de este amplificador de potencia.

Abstract

The power amplifier is an essential component in modern wireless communications systems. Power amplifiers are inherently non-linear devices and, therefore, they are the main source of distortion in the transmission chain. In addition, these devices play a fundamental role in the power consumption of transmitters. For this reason, it is very important to develop techniques for the experimental characterization of non-linear devices in order to control the distortion properties of these components correctly. These techniques are based on the one-tone test, the two-tone test and continuous spectra characterization tests. This work has consisted in obtaining the main figures of merit, key results of these techniques, for a high efficiency GaN-HEMT amplifier. Figures of merit such as power gain, efficiency, 1-dB compression point, third-order intercept point, NMSE, ACPR or EVM have been fundamental to know the specifications of this power amplifier.

Índice Abreviado

<i>Resumen</i>	III
<i>Abstract</i>	V
<i>Índice Abreviado</i>	VII
<i>Notación</i>	XI
1 Introducción	1
1.1 Estructura del documento	2
1.2 Objetivos	2
2 Amplificadores de potencia	3
2.1 Amplificadores de potencia de RF	3
2.2 Amplificador Clase E	8
2.3 Amplificador Clase J	14
3 Distorsión no lineal	17
3.1 Introducción a la distorsión no lineal	17
3.2 Caracterización de la distorsión no lineal	19
3.3 Figuras de mérito	22
3.4 Efectos de memoria	30
4 Caracterización experimental	33
4.1 Configuración inicial	33
4.2 Prueba de un tono	37
4.3 Prueba de dos tonos	41
4.4 Pruebas con señales de comunicaciones	49
5 Conclusiones y vías futuras de trabajo	83
Apéndice A Valores medidos en el laboratorio	85
<i>Índice de Figuras</i>	133
<i>Índice de Tablas</i>	139
<i>Bibliografía</i>	141

Índice

<i>Resumen</i>	III
<i>Abstract</i>	V
<i>Índice Abreviado</i>	VII
<i>Notación</i>	XI
1 Introducción	1
1.1 Estructura del documento	2
1.2 Objetivos	2
2 Amplificadores de potencia	3
2.1 Amplificadores de potencia de RF	3
2.1.1 Introducción	3
2.1.2 Parámetros	4
Potencia de salida	4
Potencia de entrada	4
Ganancia	5
Eficiencia	5
Potencia añadida	7
Eficiencia de potencia añadida	7
Potencia disipada	7
2.2 Amplificador Clase E	8
2.2.1 Introducción	8
2.2.2 Conceptos básicos	8
2.2.3 Funcionamiento	10
Estado ON	10
Estado OFF	10
2.2.4 Pérdidas	12
Pérdidas de conmutación	13
Pérdidas de conducción	13
Pérdidas generadas por los elementos reactivos	14
2.2.5 Aplicaciones	14
2.3 Amplificador Clase J	14
2.3.1 Introducción	14
2.3.2 Funcionamiento	14
3 Distorsión no lineal	17

3.1	Introducción a la distorsión no lineal	17
3.1.1	Perturbaciones de la señal	17
3.1.2	Sistemas lineales y no lineales	18
3.2	Caracterización de la distorsión no lineal	19
3.3	Figuras de mérito	22
3.3.1	Prueba de un tono	23
	Característica AM-AM y punto de compresión de 1 dB	23
	Característica AM-PM	24
	Distorsión Armónica Total	24
3.3.2	Prueba de dos tonos	25
	Distorsión fuera de banda	25
	Distorsión en banda y punto de intercepto de tercer orden IP3	26
3.3.3	Prueba multitono y señal modulada	27
	ACPR	27
	NPR	27
	NMSE	28
	EVM	28
	PAPR y CCDF	29
3.4	Efectos de memoria	30
	Efectos de memoria a largo plazo	30
	Efectos de memoria a corto plazo	30
4	Caracterización experimental	33
4.1	Configuración inicial	33
4.1.1	Pérdidas a la entrada	34
4.1.2	Pérdidas a la salida	36
4.2	Prueba de un tono	37
4.3	Prueba de dos tonos	41
4.3.1	Prueba de dos tonos con Δf fijo y P_{in} variable	44
4.3.2	Prueba de dos tonos con Δf variable y P_{in} fija	46
4.4	Pruebas con señales de comunicaciones	49
4.4.1	Resultados según la frecuencia de operación	52
4.4.2	Resultados según el ancho de banda	60
4.4.3	Resultados con y sin imperfecciones I/Q	70
5	Conclusiones y vías futuras de trabajo	83
	Apéndice A Valores medidos en el laboratorio	85
	<i>Índice de Figuras</i>	133
	<i>Índice de Tablas</i>	139
	<i>Bibliografía</i>	141

Notación

PA	Power Amplifier
DPD	Digital Pre-Distortion
GaN	Gallium Nitride
HEMT	High Electron Mobility Transistor
HD	Harmonic Distortion
IMD	Intermodulation Distortion
BER	Bit Error Rate
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access
DUT	Device Under Test
PAE	Power Added Efficiency
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio
THD	Total Harmonic Distortion
ACPR	Adjacent-Channel Power Ratio
EVM	Error Vector Magnitude
NMSE	Normalized Mean Square Error
NPR	Noise Power Ratio
CCDF	Complementary Cumulative Distribution Function
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
PRB	Physical Resource Block
VSA	Vector Signal Analyzer
ME	Memory Effect
ISI	Intersymbol Interference
LTE	Long Term Evolution

1 Introducción

Los sistemas de radiocomunicación han evolucionado de manera notable en los últimos tiempos debido al empleo de técnicas de procesamiento digital de señal. En las comunicaciones inalámbricas actuales, continúa creciendo la demanda de transmisiones de grandes cantidades de datos con una gran calidad, a altas tasas binarias, sin que se produzcan errores [1]. El diseño de estos sistemas requiere el uso de arquitecturas cada vez más complejas y costosas.

Uno de los principales requisitos a cumplir en los sistemas móviles consiste en disponer de una alta eficiencia. La eficiencia energética es muy necesaria en las comunicaciones inalámbricas ya que proporciona un área de cobertura adecuada, permite ahorrar en el consumo de energía de las estaciones base y posibilita que los terminales móviles dispongan de baterías reducidas [2]. Además de aumentar la vida útil de las baterías, evita los severos problemas térmicos que surgen en los sistemas con baja eficiencia [3].

El dispositivo que consume la mayor parte de la energía necesaria para la transmisión de datos en las estaciones base y en los terminales es el amplificador de potencia de RF, conocido también por sus siglas PA (*Power Amplifier*) [4]. En los sistemas modernos de radiocomunicación el diseño de un amplificador lineal y eficiente, con el objetivo de reducir el consumo, presenta uno de los problemas de diseño más desafiantes [5].

La eficiencia de un amplificador de potencia es mayor cuando se trabaja a potencias altas, es decir, en su zona de compresión, cerca de saturación [1]. En esta zona, en cambio, la señal que pasa a través del amplificador se degrada por culpa de los efectos no lineales del dispositivo, lo que se conoce como distorsión no lineal. Por tanto, el amplificador de potencia es la principal fuente de distorsión en los sistemas inalámbricos. Esta distorsión empeora la calidad de la transmisión, generando recrecimiento espectral, además de aumentar la tasa de error de bits (BER). Por este motivo, será necesario caracterizar este comportamiento no lineal que experimenta el PA para poder trabajar con la máxima eficiencia posible.

La motivación principal para el empleo de PAs con alta eficiencia en transmisores digitales de radio radica en la reducción de los costes operacionales [6]. Los amplificadores de mayor eficiencia consumen menos energía y generan menos calor, en otras palabras, disipan menos potencia en su interior, proporcionando mejoras en la fiabilidad general del sistema. Este hecho permite reducir el volumen y el peso de los disipadores de calor en las estaciones base.

Por consiguiente, hoy en día se invierte bastante en aumentar la eficiencia y la linealidad de los amplificadores de potencia, con la intención de incrementar el tiempo de funcionamiento de los productos que se gestionan con baterías y reducir el gasto eléctrico en las estaciones base inalámbricas. Para ello, se aplican técnicas de seguimiento de envolvente, técnicas de linealización como la predistorsión digital (DPD) o se emplean amplificadores más eficientes como el Doherty [7], entre otras muchas mejoras. El amplificador de potencia de tipo Doherty ha resultado ser un remedio muy válido a la hora de cumplir con los requerimientos de buena linealidad y eficiencia en

las estaciones base [8]. Por otro lado, a nivel de circuitos, uno de los equipos más empleados por sus valiosas características es el amplificador de potencia clase E. Este tipo de PA ha tenido una gran aceptación debido a la simplicidad de su estructura, al contener muy pocos componentes, y sobre todo, por su alta eficiencia [9]. El otro foco de interés de esta memoria es el PA clase J. Se trata de otro amplificador de potencia que logra una alta eficiencia, la misma que un clase B, pero para un ancho de banda más amplio. Esta es una cualidad muy deseada para las exigentes transmisiones de información modernas.

1.1 Estructura del documento

El documento se estructura en cuatro grandes bloques fundamentales, si se tiene en cuenta la introducción (Capítulo 1) que se ha presentado en este apartado. La segunda parte incluye las nociones teóricas del proyecto. Este episodio se divide, a su vez, en dos subapartados:

El primero, denominado Capítulo 2, se dedica en exclusiva al análisis de los aspectos clave de los amplificadores de potencia de radiofrecuencia (Sección 2.1) y de los amplificadores clase E (Sección 2.2) y clase J (Sección 2.3), definiéndose los parámetros esenciales de éstos y presentándose sus expresiones matemáticas. En sus respectivas secciones, se publicarán al inicio los antecedentes históricos y las ventajas que posee el uso de cada amplificador. Luego, se mostrará el diseño básico de cada tipo.

Por otro lado, en un segundo subapartado teórico, se expone el concepto de la distorsión no lineal (Capítulo 3), materia principal de análisis de este trabajo. Al inicio, siguiendo la tónica habitual de la memoria, se presenta una introducción de este efecto, en la cual se citarán las posibles perturbaciones que puede experimentar una señal y se expondrán las diferencias existentes entre un sistema lineal y uno no lineal. A continuación, se dedicará una parte a la caracterización de la distorsión y, seguidamente, se mostrarán las figuras de mérito más importantes para este estudio.

Le sigue, a todo esto, un tercer capítulo experimental (Capítulo 4) que contiene los resultados obtenidos en el laboratorio a partir de las diversas medidas realizadas, y un último bloque (Capítulo 5) con las conclusiones y las posibles vías de futuro de esta investigación. Luego, en el Apéndice A se recoge todas las medidas tomadas en el laboratorio. Al final, en la última página, se resume toda la bibliografía empleada en esta investigación.

1.2 Objetivos

El objetivo del presente proyecto es analizar el comportamiento de un amplificador altamente eficiente, diseñado sobre la tecnología GaN HEMT, que trabaja en la banda de UHF. El principal propósito es caracterizar la distorsión no lineal que se da en el dispositivo cuando éste es excitado a su entrada con señales de distinta naturaleza.

Para ello, se realizarán diferentes pruebas dependiendo de la señal empleada como estímulo, de las que se obtendrán las figuras de mérito más importantes, las cuales proporcionarán información relevante en lo que respecta a las especificaciones del amplificador de potencia. En primer lugar, se excitará al PA con una senoide pura a una determinada potencia con la idea de estudiar y comprender el concepto de la distorsión armónica (HD). Luego, se efectuará la prueba de dos tonos, la cual consiste en estimular al dispositivo con dos senoides de igual amplitud a frecuencias distintas, con la intención de examinar la distorsión de intermodulación (IMD) y observar sus efectos. Finalmente, se llevará a cabo la prueba con señales de comunicaciones, con la que se analizará la distorsión dentro y fuera del ancho de banda de la señal. Gracias a este estudio se podrá examinar tanto la degradación que se produce en la tasa de error de bit (BER) como la interferencia que se genera en los canales adyacentes, fruto del recrecimiento espectral que los efectos no lineales causan en el ancho de banda de la señal modulada.

2 Amplificadores de potencia

En este capítulo se van a describir los aspectos más importantes relacionados con los amplificadores de potencia ¹ de RF y los amplificadores clase E y clase J, dispositivos claves en el análisis de este trabajo. El interés por este tipo de amplificadores ha aumentado en los últimos años debido, principalmente, al notable progreso en sistemas de RF basados en esquemas de modulación digital complejos, como pueden ser los sistemas basados en OFDM como WiMAX, LTE, 5G New Radio, o sistemas previos como CDMA-2000 y W-CDMA. Dichos esquemas, empleados en estos modernos estándares de comunicaciones inalámbricas, exigen disponer de una amplificación de potencia eficiente, de ahí que los amplificadores clase E y J se postulen como unos de los dispositivos a emplear por sus valiosas características.

En lo que respecta a la estructura del bloque, se van a presentar en primer lugar las principales propiedades de los amplificadores de potencia de RF y sus parámetros fundamentales. Luego, en un segundo apartado, se estudiará el funcionamiento básico de los amplificadores clase E y clase J, y sus particularidades.

2.1 Amplificadores de potencia de RF

2.1.1 Introducción

El amplificador de potencia (PA) ejerce un papel clave en la ejecución de muchos sistemas de radiofrecuencia, microondas y ondas milimétricas [10]. Es considerado el bloque más desafiante de los sistemas de comunicaciones inalámbricas actuales, como pueden ser el teléfono celular o las estaciones base, por su notable influencia en el consumo de energía y en la eficiencia de estos sistemas. De hecho, el amplificador de potencia es el responsable de los principales efectos no lineales de la cadena de transmisión [7]. Se trata de un componente que suele aparecer en la última fase de los transmisores radio, justo antes de la antena.

El objetivo de un amplificador de potencia, independientemente de su realización física, es aumentar el nivel de potencia de la señal a su entrada hasta un nivel establecido a la salida, para una banda de frecuencias dada. Se encargará, por tanto, de elevar la señal de radio a un nivel suficiente para su transmisión a través del aire [5]. Por otra parte, el rendimiento del PA se va a caracterizar, ante todo, por su ganancia en potencia y el nivel de potencia a la salida. Además, hay que tener en cuenta su eficiencia y linealidad ².

¹ En la memoria, al amplificador de potencia se le nombrará también como *power amplifier*, PA .

² La linealidad y la eficiencia son conceptos puramente excluyentes, es decir, una mejora en la linealidad del dispositivo se consigue a expensas de la eficiencia.

Un amplificador de potencia puede ser utilizado en multitud de sectores. Dependiendo de la aplicación que se le otorgue al PA, las especificaciones de éste variarán en cuanto a funcionamiento, tecnología y diseño.

Los amplificadores de potencia son componentes inherentemente no lineales, tal y como se demostrará en el bloque 3, lo cual afectará a la eficiencia del dispositivo. Un PA altamente lineal presenta alta ganancia y bajos niveles de distorsión pero, en cambio, tendrá una baja eficiencia, por lo que la potencia a la salida del dispositivo es limitada. Por otro lado, un sistema con un comportamiento no lineal muy pronunciado tendrá mayor eficiencia, pero la señal a la salida sufrirá una degradación/distorsión respecto a la señal de entrada, provocada por los efectos no lineales del sistema.

El rendimiento o eficiencia de un amplificador es mayor cuando se trabaja cerca de su zona de saturación, es decir, en su zona no lineal. Sin embargo, como se ha dicho previamente, en esta región aumenta la distorsión no lineal de la señal que pasa a través del dispositivo. De ahí que, a la hora de diseñar el PA, se establezca un compromiso entre linealidad y eficiencia, al igual que entre potencia de salida y distorsión [10].

El comportamiento no lineal del sistema (distorsión) debe ser clasificado y evaluado mediante diversas figuras de mérito, tal y como se analiza a partir de la sección 3.2 en la página 19 de la memoria ³.

2.1.2 Parámetros

Este subapartado contiene los parámetros más destacados de un amplificador de potencia. Las fórmulas que aparecen a continuación están recogidas en [10]. Se parte, para ello, del esquema del PA de la Figura 2.1.

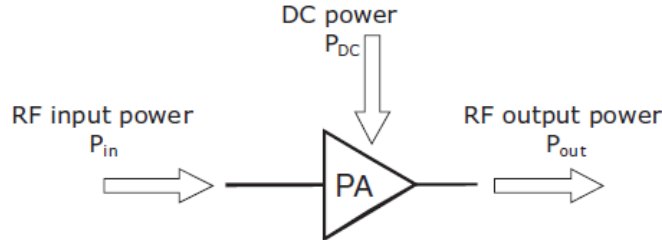


Figura 2.1 Esquemático del amplificador de potencia [10].

Potencia de salida

P_{out} es la potencia que se entrega a la carga, normalmente de 50Ω , a la salida del PA, a una determinada frecuencia f

$$P_{out}(f) = \frac{1}{2} \text{Re} [V_{out} \cdot I_{out}^*] \quad (2.1)$$

Potencia de entrada

P_{in} es la potencia disponible a la entrada del amplificador

$$P_{in}(f) = \frac{1}{2} \text{Re} [V_{in} \cdot I_{in}^*] \quad (2.2)$$

³ Las propiedades de distorsión de un dispositivo deben controlarse adecuadamente si se quiere aprovechar al máximo las capacidades del equipo.

Ganancia

La ganancia G es la relación entre la potencia de salida y de entrada

$$G(f) = \frac{P_{out}(f)}{P_{in}(f)} \quad (2.3)$$

Debido al comportamiento no lineal del amplificador, la ganancia de potencia dependerá del nivel de la señal de entrada, aspecto que se demuestra en la página 18. Para niveles bajos de P_{in} , el PA sigue un comportamiento lineal, dicho de otro modo, P_{out} aumenta de forma proporcional con la potencia de entrada P_{in} , manteniéndose constante la ganancia. Razonamiento presente en la Figura 2.2.

Se puede definir, por ende, la *ganancia lineal*

$$G_L = \lim_{P_{in} \rightarrow 0} [G(f)] \quad (2.4)$$

A medida que se excita al amplificador con una potencia mayor, éste comienza a saturar y P_{out} ya no se incrementa linealmente con P_{in} , o sea, sigue un comportamiento no lineal. Esto es lo que se conoce como *estado de compresión* o *compresión de la ganancia* del amplificador de potencia.

$$P_{sat}(f) = \lim_{P_{in} \rightarrow \infty} [P_{out}(f)] \quad (2.5)$$

Aquí la ganancia de potencia es cercana a cero, como se percibe en la Figura 2.2

$$\lim_{P_{in} \rightarrow \infty} [G(f)] = 0 \quad (2.6)$$

Ambas reflexiones son observadas en la Figura 2.2, donde se aprecia cómo la ganancia sigue una línea recta para valores no muy altos de P_{in} , esto es el comportamiento lineal del PA. Por el contrario, para valores considerables de P_{in} la curva de ganancia se desvía, sufriendo el amplificador una compresión originada por los efectos no lineales del dispositivo.

La ganancia también puede ser expresada en decibelios como la diferencia entre ambos niveles de potencia

$$G(dB) = 10 \log_{10}(G) = P_{out}(dBm) - P_{in}(dBm) \quad (2.7)$$

siendo la potencia en dBm

$$P(dBm) = 10 \log_{10}(P(mW)) = 10 \log_{10}(P(W)) + 30. \quad (2.8)$$

En unidades naturales, la potencia se expresa a partir de

$$P(mW) = 10^{\frac{P(dBm)}{10}} \quad (2.9)$$

Eficiencia

Aspecto esencial a la hora de conocer el rendimiento global del sistema. El objetivo es alcanzar la máxima eficiencia admisible en el dispositivo, con el propósito de conseguir a la salida del PA la máxima potencia posible.

Desde el punto de vista energético, un amplificador de potencia puede ser considerado, en última instancia, un componente que se encarga de convertir la potencia de DC, procedente de una fuente, en potencia de RF [10]. Por lo tanto, la eficiencia expresa la cantidad de potencia DC que se convierte

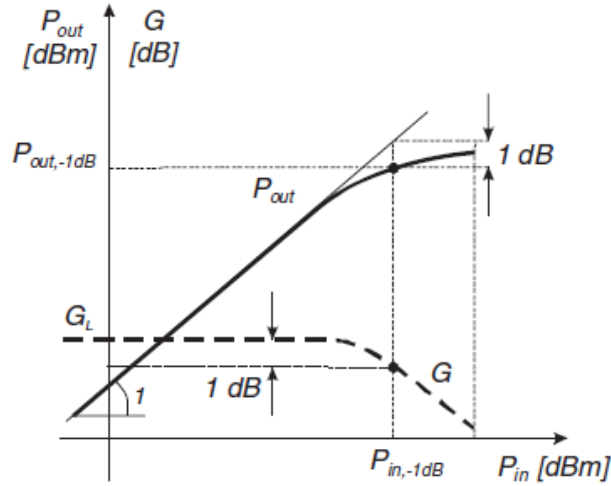


Figura 2.2 Ganancia y potencia a la salida frente a la potencia de entrada [10].

a potencia de RF [5]. Se define, por consiguiente, como el ratio entre la potencia entregada a la carga, P_{out} , y la potencia que suministra la fuente, P_{DC}

$$\eta(\%) = \frac{P_{out}}{P_{DC}} \times 100 \quad (2.10)$$

Según (2.10), si aumenta la potencia de RF, P_{out} , aumenta la eficiencia. Sin embargo, como se ha comentado antes, esto lleva a una intensificación de la distorsión no lineal. Cabe añadir que, en la práctica, la eficiencia real es inferior al 100 % debido, fundamentalmente, a las limitaciones físicas del componente. Dicho de otro modo, un 100 % implicaría que toda la potencia de entrada se convierte en potencia de salida, algo que no es posible conseguir con la instrumentación actual.

Para cumplir las especificaciones del sistema con un nivel determinado de distorsión se puede reducir la potencia de salida, lo que supondría una disminución de la eficiencia. Por ello, se vuelve a recalcar la importancia de formalizar un compromiso entre linealidad y eficiencia.

Desde otro punto de vista, si se requiere una P_{out} determinada, la eficiencia indica la cantidad de potencia P_{DC} que debe administrar la fuente de alimentación para satisfacer esa demanda de potencia de salida en el amplificador. Por lo cual, una óptima eficiencia se consigue como resultado de aplicar una potencia de alimentación reducida. De igual forma, el disponer de una alta eficiencia para una P_{DC} dada permite transmitir a una mayor potencia, aumentando con ello la capacidad general del sistema.

También, se suele presentar la eficiencia en función de P_{in} y G , sustituyendo $P_{out} = G \cdot P_{in}$ de (2.3) en (2.10) y usando el cambio de unidades indicado por (2.9)

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}} = \frac{G \cdot P_{in}}{P_{DC}} = \frac{G}{1000 \cdot P_{DC}} \cdot 10^{\frac{P_{in}(dBm)}{10}} \quad (2.11)$$

De (2.11) se pueden sacar varias conclusiones. En la zona lineal del amplificador, donde se tiene una ganancia constante e independiente de P_{in} , al crecer P_{out} linealmente con el aumento de P_{in} , la eficiencia se incrementa exponencialmente según sube el nivel de potencia a la entrada.

Por el contrario, tal y como se explicó en el subapartado anterior dedicado a la ganancia, cuando la potencia a la entrada alcanza un valor importante, tanto la ganancia G como la potencia de alimentación P_{DC} comienzan a depender de P_{in} . Este efecto se debía al fenómeno de compresión que se experimenta en el PA como consecuencia de su comportamiento no lineal.

Esta eficiencia, también conocida como eficiencia de drenador (*drain efficiency*, en inglés), no considera cuánta potencia es usada en el amplificador, es decir, no depende de la ganancia del PA.

Los ingenieros prefieren emplear la PAE, la cual tiene en cuenta también la potencia de RF que se añade al dispositivo a su entrada, P_{in} . Esta última se verá a continuación.

Potencia añadida

Se define la *potencia añadida o adicional* como el incremento neto de la potencia de señal desde la entrada del amplificador hasta su salida

$$P_{add} = P_{out} - P_{in} = P_{out} \left(1 - \frac{1}{G} \right) \quad (2.12)$$

Mide la contribución a la potencia de salida P_{out} que llega desde la entrada directamente.

Eficiencia de potencia añadida

La *Power-Added Efficiency* (PAE), en inglés, se define como la relación entre la potencia añadida P_{add} y la potencia suministrada por la fuente P_{DC}

$$PAE = \eta_{add} = \frac{P_{add}}{P_{DC}} = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} = \frac{P_{out} \left(1 - \frac{1}{G} \right)}{P_{DC}} = \eta \left(1 - \frac{1}{G} \right) \quad (2.13)$$

Se puede ver en (2.13) que la PAE sí depende de la ganancia. Si esta última es elevada, la PAE $\cong \eta$. En cambio, si G es pequeña, la PAE es bastante inferior a η . Otra expresión para la PAE se encuentra a partir de la relación entre la potencia de salida y la potencia total a la entrada del PA, esto es $P_{in} + P_{DC}$

$$PAE = \eta_{add} = \frac{P_{out}}{P_{in} + P_{DC}} = \eta \frac{1}{1 + \frac{\eta}{G}} \quad (2.14)$$

Suele darse para niveles altos de potencia, o sea, en la región donde el amplificador tiene un comportamiento no lineal. En consecuencia, su valor máximo es alcanzado cuando el PA entra en la zona de compresión, abandonando la parte lineal.

Potencia disipada

La transformación de potencia DC a potencia de RF supone que una parte de la potencia suministrada por la fuente se pierde en forma de calor, se disipa en el dispositivo. Gran parte de esa potencia perdida se sitúa a la salida del PA. La expresión para la P_{diss} es

$$P_{diss} = \frac{1}{T} \int_T v(t) \cdot i(t) \cdot dt \quad (2.15)$$

donde $v(t)$ e $i(t)$ hacen referencia a la tensión y corriente en un periodo T de la señal de RF.

Se puede relacionar la P_{diss} con la PAE, teniendo en cuenta que la potencia disipada es la parte de la P_{DC} que no aporta a la P_{add}

$$P_{diss} = P_{DC} - P_{add} = P_{DC} - P_{out} + P_{in} \quad (2.16)$$

$$P_{diss} \simeq P_{out} \left(\frac{1}{\eta_{add}} - 1 \right) \quad (2.17)$$

De (2.17) se deduce que una alta η_{add} (PAE) conlleva una baja P_{diss} en el amplificador, incrementándose el tiempo de vida útil del equipo. En los capítulos posteriores se va a referenciar a la eficiencia de potencia añadida únicamente por PAE y no por η_{add} .

2.2 Amplificador Clase E

2.2.1 Introducción

Los enormes avances en las investigaciones que se han llevado a cabo en las últimas décadas en materia de comunicaciones inalámbricas, y la imperiosa necesidad de transmitir cada vez más cantidad de información en el menor ancho de banda posible, han propiciado el desarrollo de nuevos esquemas de modulación complejos, como pueden ser OFDM o WCDMA, entre otros [10], [7]. Desde la perspectiva de un transmisor de RF, esta nueva codificación de la señal supone tratar con señales de envolvente variable con el tiempo, lo que implica tener una alta *Peak-to-Average Power Ratio* (PAPR) ⁴ de unos 6-12 dB.

Por ello, la obligación de desarrollar amplificadores de potencia más económicos y eficientes, con el objetivo de satisfacer todas estas nuevas demandas, ha impulsado a los diseñadores de sistemas a producir una serie de arquitecturas muy sofisticadas [11]. Los equipos modernos necesitan potencias cada vez más altas, buena linealidad y alta eficiencia, lo cual es un factor fundamental en los sistemas de comunicaciones móviles.

Como se ha comentado en apartados anteriores, la maximización de la eficiencia en un amplificador de potencia representa uno de los principales desafíos de diseño en la actualidad. Durante estos años se han realizado investigaciones importantes, en cuanto a técnicas de diseño, para lograr el valor más elevado posible [10].

A nivel de circuitos, uno de los recursos más atractivos y, a su vez, ampliamente utilizado a bajas frecuencias de RF consiste en el empleo de amplificadores de potencia sintonizados en modo conmutado. Este concepto se basa en dispositivos que funcionan como un interruptor ideal de ON/OFF, es decir, que trabajan en esos dos estados.

Los científicos estadounidenses Nathan Sokal y Alan Sokal patentaron en 1975 un nuevo amplificador de modo conmutado, denominado clase E [9]. Se trata de un hallazgo reciente que hasta finales de los años 90 no tuvo demasiada consideración. Fue el enorme despliegue de las comunicaciones inalámbricas y móviles lo que reactivó el interés en este amplificador de potencia debido, principalmente, a los requerimientos de alta eficiencia en este tipo de sistemas [12]. El PA de clase E destaca por su simplicidad, fiabilidad y por un diseño compacto. Pero, fundamentalmente, destaca por presentar una alta eficiencia, la cual es mantenida en un gran rango de potencias de salida, mayor que la que se consigue con amplificadores clase A (50 %) o B (78'5 %). De hecho, tiene una eficiencia teórica o ideal del 100 %, aunque se ha comprobado que no es posible conseguir esto en la práctica. Más adelante se explicará el por qué. Además, cabe destacar que, a frecuencias bajas, el clase E proporciona una eficiencia elevada con una mejor linealidad que los PAs clase A, B, C y F [13].

El bloque dedicado al amplificador clase E se va a dividir en cuatro subapartados. En el primero, se van a detallar las características esenciales de este tipo de PA. Posteriormente, se explicará el funcionamiento básico del mismo. Las dos últimas secciones se dedican a las pérdidas que se producen en el clase E y a las aplicaciones más interesantes.

2.2.2 Conceptos básicos

El amplificador de clase E se trata de un circuito resonante en modo conmutado formado por una red de carga y un único transistor que actúa como un interruptor a la frecuencia portadora de la señal de salida [15]. Se le conoce como circuito resonante porque contiene un circuito resonante serie (bobina y condensador) en su estructura.

⁴ Hace referencia a las grandes fluctuaciones/picos que sufre la envolvente de la señal. Esta figura de mérito se analiza en el bloque 3.

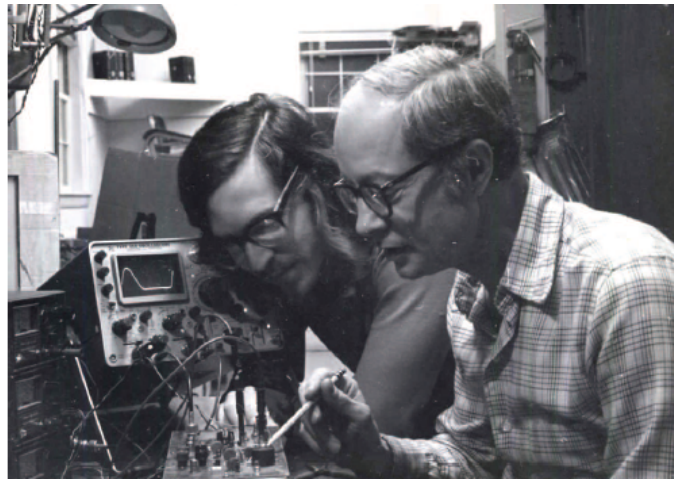


Figura 2.3 Nathan y Alan Sokal. Figura de [14].

A diferencia de los amplificadores clase A, B o C, en los cuales los transistores actúan como una fuente de corriente dependiente, el dispositivo activo del clase E ejerce de conmutador/interruptor [10]. El interruptor consiste en un transistor que se activa y se desactiva en la frecuencia de funcionamiento de la señal que se va a amplificar [15]. En la Figura 2.4 se presenta el circuito básico de este amplificador altamente eficiente.

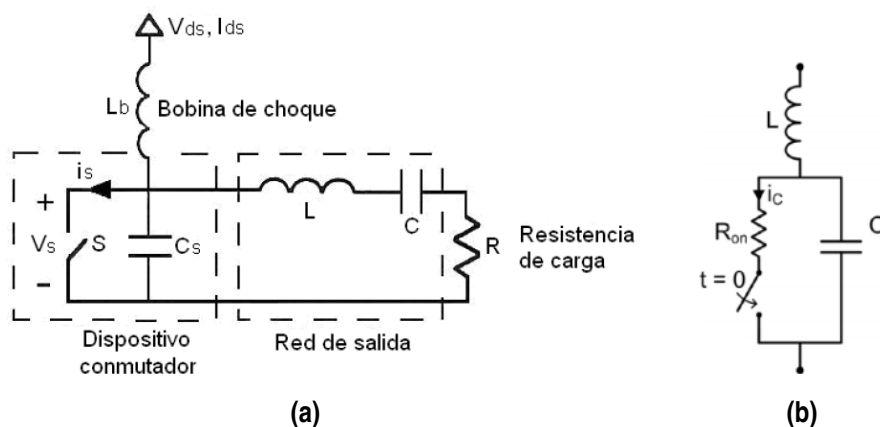


Figura 2.4 Esquemático de un amplificador de alta eficiencia clase E [12]. En (b) se presenta el esquema del transistor actuando como un conmutador [16].

El interruptor, elemento principal de estos equipos, se considera ideal. Este hecho implica que el dispositivo activo puede estar completamente encendido (ON, cortocircuito) o completamente apagado (OFF, circuito abierto), pudiendo cambiar entre ambos estados de forma instantánea [17]. La apertura y cierre del conmutador están sincronizados y controlados por la señal de entrada.

Atendiendo de nuevo a la Figura 2.4, el circuito estará formado por un dispositivo semiconductor de potencia operando como un interruptor, el circuito L-C-R resonante serie, un condensador C_s y una bobina, L_b . De entre todos los componentes pasivos que se observan, el más importante, o al menos el que requiere más dedicación, es la capacidad C_s . Este condensador incorpora la reactancia parásita de salida del dispositivo [10]. El funcionamiento del circuito lo establece la señal de control de puerta V_{GS} que se aplica al dispositivo semiconductor.

La corriente que fluye a través de la carga es idealmente sinusoidal a la frecuencia de operación. Por otra parte, la corriente que circula por la bobina L_b se considera constante e igual a la corriente de alimentación, al tener la inductancia un valor grande que hace que la componente AC sea pequeña

en comparación con la componente de DC [18]. Luego, la corriente que discurre a través de la combinación en paralelo del dispositivo activo (interruptor) y el condensador C_s está compuesta por una magnitud constante (DC) más una senoide. Cuando el conmutador está en ON, dicha corriente fluye por el dispositivo activo; en cambio, esta circula por el condensador cuando el interruptor está en OFF. Todas estas corrientes y tensiones pueden visualizarse en la Figura 2.6, la Figura 2.7 y la Figura 2.8.

2.2.3 Funcionamiento

En los amplificadores tradicionales que operan en el modo fuente de corriente (A, B y C) existe un solape entre las formas de onda de corriente y tensión, lo cual degrada la eficiencia del dispositivo al disiparse mayor potencia en su interior [12]. En las páginas 7 y 8 se comprobó que la eficiencia se maximiza al disminuir la disipación de energía en un dispositivo. En la mayoría de los amplificadores de potencia de RF y microondas, la mayor disipación de potencia está en el transistor de potencia [19]. La P_{diss} , según (2.15), es el producto promediado e integrado entre la corriente y la tensión durante todo el periodo de RF, de ahí que en los amplificadores tradicionales ese producto de tensión y corriente sea elevado durante el periodo de RF por producirse altos niveles de $v(t)$ e $i(t)$ de forma simultánea. Esto acarrea, como se acaba de enunciar hace un momento, una mayor disipación y una menor eficiencia.

Se va a comprobar, a continuación, que en los amplificadores de conmutación esto no se produce. Este nuevo concepto busca que los elevados valores de tensión y corriente no se obtengan a la vez, lo que hará que el producto $v(t) \cdot i(t)$ del transistor sea bajo a lo largo de todo el periodo de RF.

Como se ha expresado antes, los PAs conmutados trabajan en dos estados: encendido y apagado.

Estado ON

En esta situación, el interruptor está cerrado. La tensión entre drenador y fuente, $V_{DS}(t)$ es prácticamente nula, mientras que la corriente $i_{DS}(t)$ es alta. Teniendo presente estas condiciones, se puede considerar que, de forma ideal, el transistor actúa como un cortocircuito, puesto que la resistencia de conducción o encendido, R_{ON} , es cero para el caso ideal que se está considerando.

Estado OFF

Aquí, el conmutador está abierto. La corriente drenador-fuente, $i_{DS}(t)$ es nula, en cambio la tensión $V_{DS}(t)$ dependerá de la red conectada entre drenador y fuente [12]. El transistor, en este caso, se comporta como un circuito abierto. La resistencia del dispositivo en este estado, R_{OFF} es infinita idealmente.

Con ello, las formas de onda de tensión y corriente no se solapan, provocando que la potencia que se disipa en el dispositivo activo sea mínima y, por el contrario, que la eficiencia sea máxima. En un PA clase E el producto de la tensión y corriente es idealmente nulo, como se puede apreciar, por ejemplo, en la figura 6.2 del capítulo 6 de [10] o en la Figura 2.5 de esta memoria. Aunque aquí el concepto se ha descrito de forma resumida, en los siguientes párrafos se va a demostrar esto con mayor detalle.

En esta situación ideal la eficiencia es del 100 %, sin embargo, en la práctica (situación no ideal) este valor no se puede conseguir por dos motivos: por las pérdidas generadas por los elementos parásitos y por la resistencia R_{ON} , la cual no es nula. Por lo tanto, la eficiencia estará limitada por estos factores. Todo esto se aclarará en la parte dedicada a las pérdidas.

El hecho de emplear un circuito resonante como el de la figura Figura 2.4 hace que se generen formas de onda sinusoidales de corriente y tensión en el dispositivo activo, produciéndose condiciones de conmutación suaves [13]. Con este proceso de conmutación, se desea que el interruptor se encienda ante *condiciones de tensión cero*, y que se apague ante *condiciones de corriente cero*. Con estos requisitos se reducen considerablemente las pérdidas por conmutación.

El método de conmutación a tensión cero elimina las pérdidas de encendido, generadas por la capacidad parásita del MOSFET (en caso de que este transistor sea el que se emplee como interruptor), ocasionando que la tensión sea cero en el dispositivo justo antes del encendido (ON) y así se consigue evitar la acumulación de energía en la capacidad parásita [13].

Por otro lado, el método de conmutación a corriente cero no origina pérdidas en el apagado, al forzar que la corriente sea nula antes de que la tensión suba.

Todo esto lleva a que no se produzca solape entre la corriente y la tensión, de ahí que no se disipe potencia en el dispositivo activo. Las formas de onda en los terminales del interruptor nunca tienen una tensión alta y una corriente elevada simultáneamente, de hecho, están desplazadas en el tiempo [19], lo que supone una pérdida mínima de potencia en el conmutador. Esto es lo que causa que el amplificador clase E tenga una alta eficiencia.

Las formas de onda de tensión y corriente para el amplificador clase E ideal, el análisis del diseño y las ecuaciones más importantes están recogidas en [18].

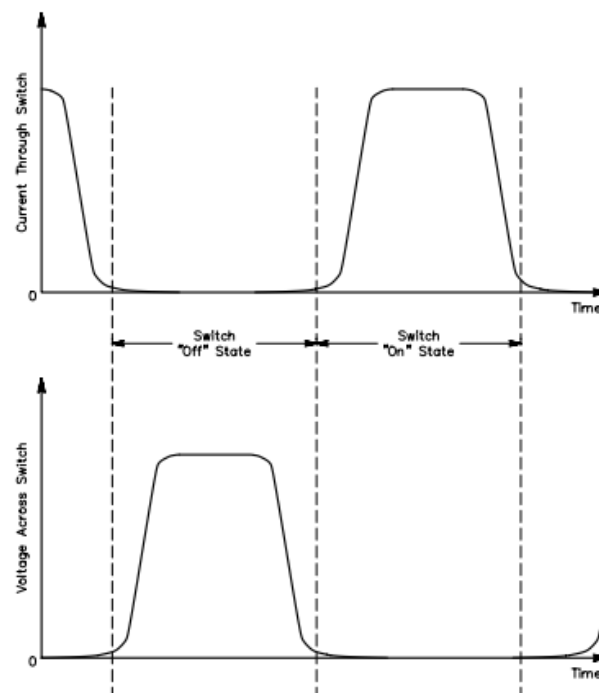


Figura 2.5 Formas de onda de tensión y corriente idealizadas cuando el conmutador está cerrado (ON) y abierto (OFF). Imagen de [19].

Resumiendo, para garantizar el comportamiento adecuado del interruptor ideal y la red de carga en los estados ON y OFF debe cumplirse lo siguiente [10], [9], [20]:

- La tensión en el dispositivo activo (conmutador) debe ser minimizada mientras fluya la corriente.
- La corriente debe ser mínima si existe una tensión no nula en el conmutador.
- El tiempo de conmutación debe reducirse al mínimo, empleando una señal de conducción adecuada.
- Durante la transición del estado ON al OFF, el aumento de la tensión en el conmutador no se produce hasta que la corriente ha disminuido a cero completamente. Esto evita que haya voltaje en el interruptor a la misma vez que fluye corriente a través de él y se produzcan pérdidas. Para la transición del estado OFF al ON ocurre algo parecido, hasta que la tensión a través del interruptor no ha llegado a cero no comienza a fluir corriente por él.

- El ciclo de trabajo (*duty cycle*) se exige que sea del 50 % para disponer de la máxima capacidad de potencia de salida [13]. El conmutador estará en ON durante medio periodo y en OFF durante la otra mitad de periodo.

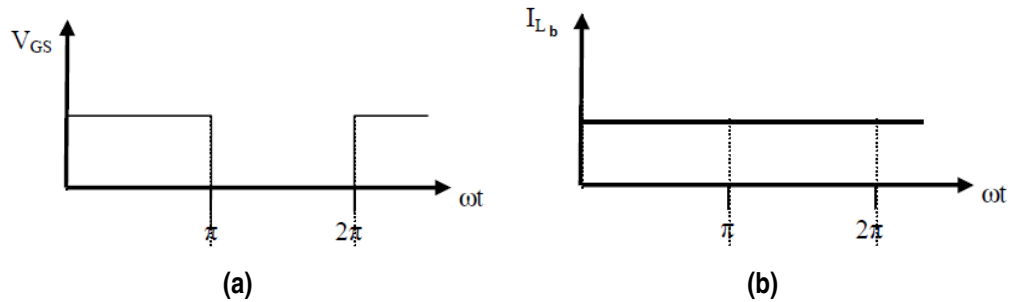


Figura 2.6 Señal de control (a) y corriente que circula por la bobina L_b (b) [13].

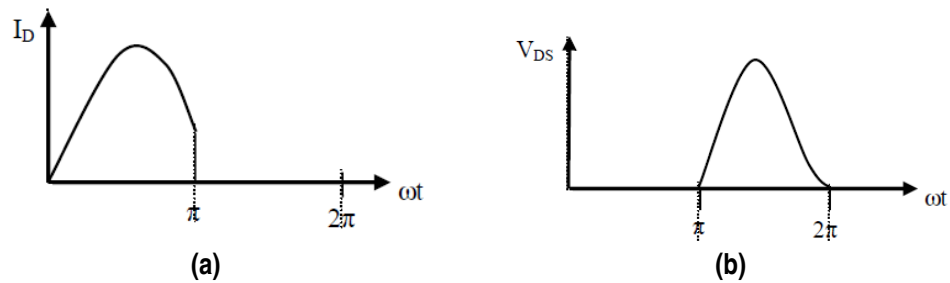


Figura 2.7 Formas de onda de corriente (a) y tensión (b) del clase E ideal para los estados de interruptor cerrado ($0 \leq \omega t \leq \pi$) y de interruptor abierto ($\pi \leq \omega t \leq 2\pi$) [13].

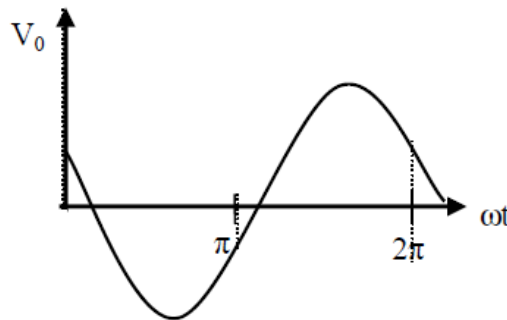


Figura 2.8 Tensión en la carga [13].

En condiciones ideales se comentó, al inicio de este bloque, que la eficiencia en este tipo de amplificadores llegaba al 100 %. No obstante, en la práctica, el conmutador tiene una resistencia de encendido R_{ON} finita y el tiempo empleado en las transiciones ON/OFF es apreciable. Estas dos circunstancias ocasionan disipación de potencia en el interruptor, reduciendo la eficiencia [21].

2.2.4 Pérdidas

Idealmente, el amplificador de potencia clase E no presenta pérdidas. Se ha estado considerando que el interruptor es ideal, lo que ocasiona resistencia de saturación nula, R_{OFF} infinita y tiempos

de conmutación despreciables. Además, se había asumido que los elementos de la red de carga (C_s , C y L) eran ideales, lineales y sin pérdidas.

En la realidad, el amplificador tiene pérdidas de potencia propias del funcionamiento de los dispositivos semiconductores, las cuales se presentan en la conducción y en la conmutación del dispositivo [13]. También, se producen pérdidas en los elementos reactivos, ya que estos componentes no son ideales, y pérdidas debido a inductancias parásitas en el cableado.

Pérdidas de conmutación

Cualquier circuito que haga la función de un conmutador puede experimentar pérdidas de conmutación al pasar de un estado a otro.

- **Conmutación de ON (cerrado) a OFF (abierto):** Cuando el interruptor está cerrado no existe tensión entre sus terminales, pero circula por él una corriente sinusoidal más una componente DC, como se vio en la página 10. En el momento que el conmutador pasa al estado OFF se origina un salto o discontinuidad de la corriente que transita por él, al transferirse dicha corriente del interruptor al condensador en paralelo C_s , lo que causará unas pérdidas que aparecen en cualquier inductancia parásita entre el dispositivo activo y el condensador [20], [12].

$$P_{ON-OFF} = \frac{1}{2} \cdot f \cdot L_s \cdot i_{OFF}^2 \quad (2.18)$$

siendo f la frecuencia de operación y L_s la inductancia de la unión drenador-fuente (FET) o colector-emisor. Estas pérdidas pueden evitarse si se consigue que la corriente sea nula antes de que el interruptor pase al estado OFF, como se explicó en apartados previos.

- **Conmutación de OFF (abierto) a ON (cerrado):** En el estado de interruptor abierto, la corriente está fluyendo a través del capacitor paralelo C_s , por lo que este comienza a cargarse y a generar tensión en el conmutador. La energía almacenada en el condensador es

$$W = \frac{1}{2} \cdot C_s \cdot V_{dd}^2 \quad (2.19)$$

siendo V_{dd} la tensión de alimentación. En el momento en el que se pasa del estado OFF al ON, es decir, cuando se cierra el interruptor, toda la carga que estaba almacenada en el condensador se disipa a través de la resistencia R_{ON} , generándose pérdidas de potencia.

$$P_{OFF-ON} = \frac{1}{2} \cdot C_s \cdot f \cdot V_{dd}^2 \quad (2.20)$$

Para evitar estas pérdidas, la tensión a través del interruptor debe ser cero antes de que este se cierre, esto es, antes de que conmute al estado ON. Esto permitirá que en la capacidad C_s no se acumule energía.

Por esta razón, es fundamental establecer ciertas condiciones que aseguren transiciones suaves de las formas de onda de tensión y corriente para, así, reducir las pérdidas que se originan por la conmutación.

Pérdidas de conducción

Se comentó en la página 10 que, en el caso ideal, la resistencia de encendido R_{ON} era cero. Realmente este valor no es nulo, si no que, en función de la tecnología empleada, tomará valores pequeños. Este acontecimiento provoca la aparición de pérdidas a causa de la disipación de potencia que cae en dicha resistencia. La expresión para estas pérdidas viene dada por

$$P_{COND} = I_{rms}^2 \cdot R_{ON} \quad (2.21)$$

Pérdidas generadas por los elementos reactivos

En la práctica los elementos reactivos no son ideales. De hecho, el elemento que produce la mayor cantidad de pérdidas es la bobina resonante, por culpa de su resistencia interna. Dichas pérdidas dependen de la frecuencia de conmutación y de la calidad de los componentes de construcción. A pesar de ser difíciles de estimar con precisión, estas pueden disminuirse de forma notoria empleando materiales adecuados y mediante un diseño conveniente.

2.2.5 Aplicaciones

Actualmente el amplificador clase E posee una gran variedad de aplicaciones en diversas áreas de la electrónica. Por ejemplo, en cuanto a sistemas de iluminación, es común encontrarlo como inversor resonante en balastos electrónicos, el cual se trata de un elemento imprescindible para el funcionamiento adecuado de una lámpara fluorescente [22]. También, como inversor resonante, se utiliza el clase E para cocinas de inducción.

El ámbito de aplicación que más interesa en esta investigación es la rama de las comunicaciones. Teniendo en cuenta todo lo que se ha contado, tanto en la introducción del bloque 2 como en la sección 2.2.1, el clase E se emplea como amplificador de potencia en los transmisores inalámbricos para telefonía móvil por su alta eficiencia. Incluso, en el campo de la medicina, es posible utilizar el amplificador clase E para imágenes de resonancia magnética.

La siguiente sección está dedicada a los aspectos más significativos del amplificador clase J. Puesto que el dispositivo que se va a emplear en el laboratorio para caracterizar la distorsión se trata de una especie de amplificador de potencia clase E-J, es necesario aclarar, de forma resumida, las particularidades más relevantes de este tipo de PA.

2.3 Amplificador Clase J

2.3.1 Introducción

Alta eficiencia y ancho de banda amplio, junto con potencias de salida altas, son características considerablemente deseadas en los amplificadores de potencia modernos, ya que los sistemas de comunicación actuales persiguen una mayor velocidad de datos y una asignación de frecuencias más flexible. Por este motivo, las recientes investigaciones de los amplificadores de potencia se han ido centrando cada vez más en el ancho de banda y la eficiencia [23]. Los PAs clase F/F^{-1} y clase E, los cuales alcanzan altos valores de PAE, dependen de un entorno de impedancia muy específico que limita su ancho de banda de funcionamiento. El control preciso de la impedancia multiarmónica es difícil de aplicar en grandes anchos de banda, por lo que resulta necesario emplear amplificadores de potencia de RF con mayor capacidad de ancho de banda operacional y que, a su vez, mantengan una alta eficiencia [24], [25].

En este contexto surge el amplificador clase J/B continuo, el cual ha sido propuesto e implementado recientemente para superar este inconveniente.

2.3.2 Funcionamiento

En los amplificadores de potencia clase B y clase AB se presenta una carga resistiva a la frecuencia fundamental y cortocircuitos a todas las frecuencias armónicas (múltiplos de la fundamental). En la práctica, es difícil mantener un cortocircuito perfecto a los armónicos superiores en un amplio rango de frecuencias.

Por este motivo, aparece una alternativa a esta clásica terminación en cortocircuito de los armónicos en un PA clase AB, el amplificador de potencia clase J. Este dispositivo fue propuesto por Cripps [17]. Este nuevo enfoque, según el propio Cripps, permitirá mantener los mismos resultados

de potencia y eficiencia que un AB, pero empleando un entorno de impedancia armónica que, lejos de ser el clásico, resulta ser muy práctico.

En un amplificador clase J, en lugar de presentar una carga resistiva a la frecuencia fundamental, se presenta una carga reactiva (compleja). Esta carga inductiva desplaza la forma de onda de tensión, tal y como se detalla en la Figura 2.9. El desplazamiento de fase por sí solo degradará el rendimiento, pero si, además, se presenta una terminación capacitiva para el 2º armónico, la forma de onda resultante obtendrá un aumento de amplitud. Por tanto, el clase J aumenta la componente fundamental de tensión con la ayuda del 2º armónico empleando una carga armónica capacitiva [26]. Ver Figura 2.10.

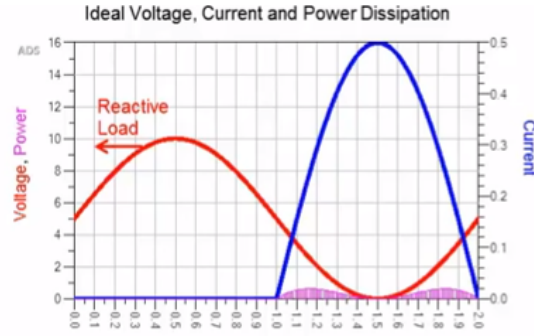


Figura 2.9 Forma de onda de tensión y corriente previa al desplazamiento. La tensión es una onda sinusoidal y la corriente una señal sinusoidal rectificada de media onda. Imagen de Keysight.

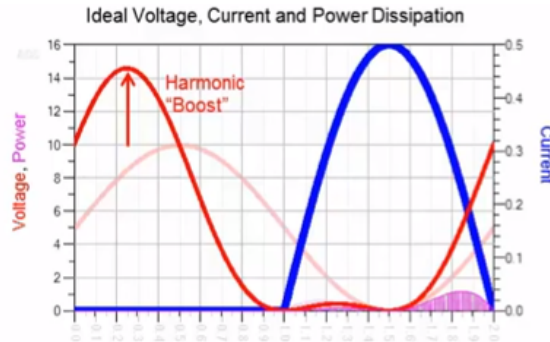


Figura 2.10 Forma de onda de tensión y corriente posterior al desplazamiento. En esta figura se observa el aumento de la onda de tensión. Imagen de Keysight.

Con esto, la potencia disipada se desplaza pero, de alguna manera, la eficiencia promedio y la potencia de salida del amplificador son exactamente la misma que en un clase B, por lo que se puede concluir que el rendimiento no cambia. Las dos siguientes expresiones muestran las impedancias de salida de la componente fundamental y la del 2º armónico, siendo R_L la impedancia de carga

$$Z(f_o) = R_L + jR_L \quad (2.22)$$

$$Z(2f_o) = 0 - j\frac{3\pi}{8}R_L \quad (2.23)$$

Se asume la inexistencia de una tercera componente armónica, de manera que $Z(3f_o)$ y siguientes corresponderán a un cortocircuito [27].

En la Figura 2.11 se muestra el esquemático de este tipo de amplificador y, a continuación, las ecuaciones más relevantes.

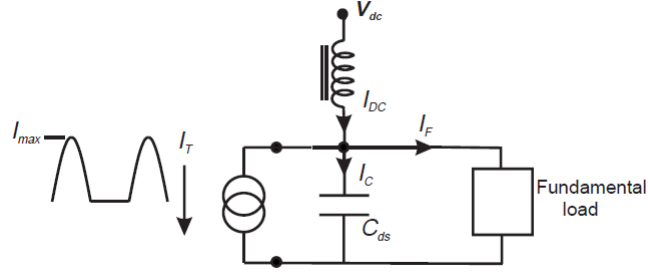


Figura 2.11 Esquemático del circuito de un amplificador de potencia clase J [17].

Se asume que el transistor es, ahora, un generador de corriente. La forma de onda de la corriente de RF es una onda sinusoidal rectificada de media onda, cuya expresión es

$$I_T = I_{max} \cdot \sin \theta \quad \text{si } 0 < \theta < \pi \quad (2.24)$$

$$I_T = 0 \quad \text{si } \pi < \theta < 2\pi \quad (2.25)$$

La corriente fundamental que circula por la rama de adaptación viene dada por

$$I_F = I_1 \cdot \sin(\theta + \phi) \quad (2.26)$$

donde I_1 y la fase ϕ son consideradas variables independientes, cuyos valores determinarán en última instancia los diversos elementos del circuito. Luego, la corriente que fluye por la capacitancia C_{ds} es

$$I_C = I_{DC} - I_T - I_F \quad (2.27)$$

siendo

$$I_{DC} = \frac{I_{max}}{\pi} \quad (2.28)$$

A modo de conclusión, se ha visto que el PA clase J no coloca todos los armónicos en cortocircuito como el clásico amplificador clase B. En particular, la forma de onda de tensión del amplificador de potencia clase J puede diseñarse utilizando las terminaciones pasivas adecuadas del transistor para el 2º armónico y para la componente fundamental [27].

En resumen, el amplificador de potencia clase J no sólo proporciona la misma eficiencia y potencia de salida que un PA clase B, sino que también obtiene un ancho de banda más amplio [23]. Esta característica es esencial y deseable, hoy en día, por la enorme demanda de transmisiones de grandes cantidades de datos a altas velocidades por parte de un gran número de usuarios, lo que lleva a emplear esquemas de modulación más complejos que requieren mayor ancho de banda [28].

3 Distorsión no lineal

El propósito de este capítulo es introducir el fenómeno de *distorsión no lineal* que se observa en los amplificadores de potencia empleados en los sistemas de comunicaciones, caracterizar dicha distorsión y estudiar el concepto de figura de mérito. Se busca que los amplificadores de potencia se comporten de la forma más lineal posible, por lo que deberá limitarse la distorsión no lineal a la salida del dispositivo a un valor máximo. De ahí la importancia que adquiere el análisis de la respuesta no lineal de los dispositivos de RF.

Este bloque se dividirá en tres apartados fundamentales. En el primero, se definirá el concepto de distorsión no lineal, se analizarán las posibles perturbaciones que puede sufrir una señal que pasa por un sistema y, posteriormente, se detallará cómo es el comportamiento lineal y no lineal de los dispositivos activos. Luego, en un segundo bloque, se explicará en qué consiste la distorsión no lineal más a fondo y cuáles son sus diferencias respecto a la distorsión lineal, desarrollando sus expresiones matemáticas e introduciendo la idea de los armónicos que aparecen en la señal de salida del sistema. Y, por último, en un tercer bloque, se realizará un estudio más experimental de los efectos no lineales: se excitará al sistema con señales moduladas o con estímulos de uno y dos tonos, con el fin de observar las figuras de mérito más importantes.

3.1 Introducción a la distorsión no lineal

La distorsión no lineal se define como una perturbación¹ o alteración no deseada de la forma de onda de la señal original que entra a un dispositivo. Es decir, la señal que se obtiene a la salida de un sistema es diferente de la que entró inicialmente debido a las propias características del sistema. La distorsión puede afectar a la amplitud, a la fase o a la frecuencia de la señal [29]. Para entender mejor este concepto, supongamos que queremos enviar una cierta cantidad de datos a través de un medio de transmisión inalámbrico. Por consiguiente, se considerará perturbación de la señal todo componente distinto de los datos útiles que el receptor detecta. Esto generará problemas a la hora de llevar a cabo una correcta decodificación de la señal recibida [30].

3.1.1 Perturbaciones de la señal

En cuanto a la procedencia de las posibles perturbaciones que puede presentar una señal, se puede distinguir entre aquellas que se generan debido a la adición de nuevos componentes y aquellas que surgen de la modificación de la propia señal original [30]. En el primer grupo, aparecen el ruido aditivo aleatorio y la interferencia. Estos efectos pueden ser originados por otro sistema (componente externo), o incluso por cualquier otro canal de comunicación dentro del propio sistema. Por otro

¹ Se considera perturbación toda intervención externa o interna sobre un sistema de transmisión que provoca que la señal a la salida de éste sea distinta de la que entró en él, generada por la fuente.

lado, en el segundo grupo encontramos la distorsión. A diferencia de las perturbaciones anteriores, la distorsión no puede separarse de la señal. El ruido y la interferencia son perturbaciones aditivas independientes de la información útil, mientras que la distorsión es una modificación de la propia señal² [31]. En este sentido, según la forma en la que se modifique la señal se obtiene una distorsión diferente. Principalmente, se clasificarán en distorsión lineal y no lineal, dependiendo de si surgen de una transformación lineal o no lineal de la señal [30].

Para ello, se va a desarrollar a continuación los conceptos de linealidad y no linealidad de un sistema con el objetivo de poder estudiar la distorsión lineal y, más concretamente, la distorsión no lineal en apartados posteriores.

3.1.2 Sistemas lineales y no lineales

En un sistema lineal se cumple el principio de superposición, es decir, la respuesta de un sistema a una suma de señales a la entrada de éste es igual a la suma de las respuestas del sistema a las entradas de forma individual. Además, un sistema será lineal si la potencia de señal a su salida crece de forma linealmente proporcional con la potencia de señal a su entrada [5], tal y como se aprecia en la Figura 3.2. Por lo tanto, la ganancia en potencia de un sistema lineal permanece constante, mientras que en un sistema no lineal ésta depende del valor de la señal de entrada.³

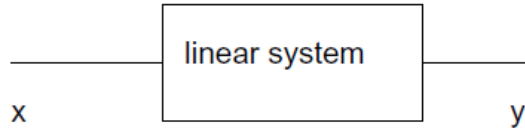


Figura 3.1 Sistema lineal.

En un sistema lineal la señal a la salida de este viene dado por

$$y(t) = S[x(t)] = k_1 y_1(t) + k_2 y_2(t). \quad (3.2)$$

para una señal a la entrada de la forma

$$x(t) = k_1 x_1(t) + k_2 x_2(t) \quad (3.3)$$

Se verifica que

$$y_1(t) = S[x_1(t)], \quad y_2(t) = S[x_2(t)] \quad (3.4)$$

donde los k_j son los coeficientes de las distintas señales que componen el sistema. En definitiva, cualquier sistema que no cumpla el principio de superposición se conoce como sistema no lineal. Las ecuaciones anteriores vienen detalladas en [30].

De hecho, en la práctica, en la mayoría de las ocasiones lo normal es tratar con sistemas no lineales, de ahí la importancia que adquiere la distorsión no lineal en esta investigación.

Para demostrar la afirmación anterior sobre la dependencia de la ganancia con la señal de entrada en un sistema no lineal, se parte de un amplificador de potencia como el de la Figura 3.3

² La distorsión se produce siempre y cuando se transmita la señal. En cambio, el ruido y la interferencia están siempre presentes.

³ La ganancia en potencia se define como el ratio entre la potencia de señal a la salida del sistema y la potencia a la entrada:

$$G_p = P_{out}/P_{in} \quad (3.1)$$

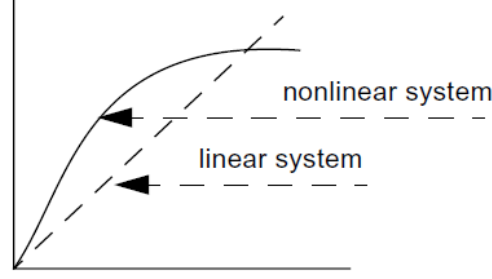


Figura 3.2 Gráfico del comportamiento lineal y no lineal de un sistema. Figura de [5].

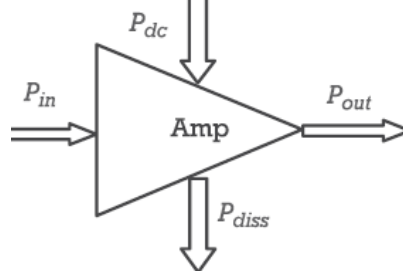


Figura 3.3 Balance de energía en un PA [30].

Siendo P_{in} la potencia de señal a la entrada del PA, P_{out} la potencia de señal a la salida, P_{diss} la potencia disipada en el amplificador y P_{dc} la potencia de alimentación. Por consiguiente, teniendo en cuenta que la ganancia del sistema se definió como la relación entre P_{out} y P_{in} y que el principio fundamental de conservación de energía verifica que la suma de la potencia a la salida más la disipada en el amplificador es igual a la potencia a la entrada más la potencia de alimentación, se obtiene la siguiente expresión para la ganancia

$$G_p = 1 + \frac{P_{dc} - P_{diss}}{P_{in}} \quad (3.5)$$

Para que la ganancia G_p fuese constante (sistema lineal), el término a la derecha del uno de (3.5) debería tener un valor constante. Si aumenta P_{in} , la única forma de tener ese término constante sería que $P_{dc} - P_{diss}$ aumentara al mismo ritmo que la potencia de entrada P_{in} . Esto se conseguiría, por ejemplo, incrementando P_{dc} y decrementando P_{diss} al mismo tiempo. De esta forma, sabiendo que la potencia disipada tiene un valor teórico mínimo nulo (no puede ser negativo) y que la potencia de alimentación está limitada a un valor finito proporcionado por la fuente, se demuestra en (3.5) que es imposible para el amplificador el poder mantener una ganancia constante a medida que aumenta la potencia a la entrada [30]. En la Figura 3.4 se observa cómo, para cierto valor de P_{in} , el PA tendrá un comportamiento no lineal muy pronunciado. Básicamente, se puede comprobar que la ganancia, en lugar de permanecer constante, disminuye con la potencia de entrada al sistema.

Con todo esto, se llega a la conclusión de que todos los dispositivos activos, por su naturaleza, son considerados no lineales. Partiendo de esta idea, sólo pertenecerán al conjunto de sistemas lineales aquellos no lineales que verifiquen (o se aproximen a verificar) el principio de superposición. El resto, se clasificarán como no lineales. Cabe añadir que el amplificador de potencia se comporta como un sistema lineal para potencias bajas, tal y como se aprecia en la Figura 3.7.

3.2 Caracterización de la distorsión no lineal

Como se narró previamente, existen dos tipos de distorsión. La distorsión lineal es aquella que modifica la amplitud y la fase en función de la frecuencia de la señal [29], es decir, produce cambios

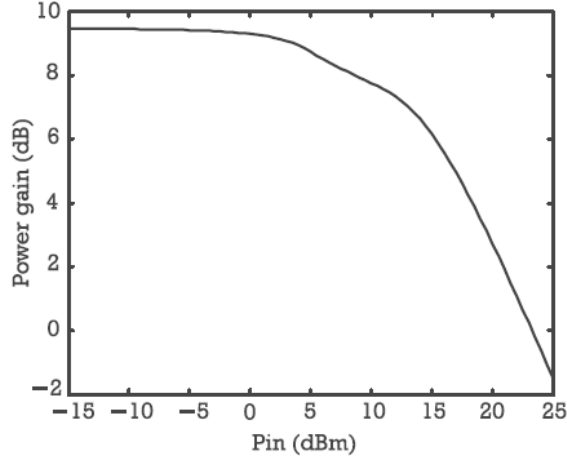


Figura 3.4 Gráfico que representa el comportamiento de la ganancia a partir de la potencia de entrada al amplificador [30].

cuantitativos del espectro de señal. Por consiguiente, existirán, a su vez, dos tipos de distorsión lineal: de amplitud y de fase. En cambio, la distorsión no lineal es aquella que genera componentes nuevas de frecuencia que no se encontraban en la señal. Estos conceptos se desarrollarán en profundidad más adelante.

La no linealidad de un sistema se puede modelar de muchas formas. Las señales más empleadas en los sistemas de comunicaciones son las sinusoidales, las cuales se modulan en amplitud y fase por algunas señales de información en banda base. La idea que se busca en este momento es la de demostrar que un sistema no lineal va a generar una señal a su salida con múltiples componentes espectrales (distorsión no lineal).

La señal de carácter sinusoidal a la entrada de un sistema viene dada por la siguiente expresión de [30]

$$x(t) = A(t)\cos[2\pi f_c t + \theta(t)], \quad (3.6)$$

donde $A(t)$ hace referencia a la amplitud y $\theta(t)$ a la fase. La información viaja en cualquiera de estas dos señales. A la salida de un sistema lineal, tal y como se vio al inicio del apartado 3.1.2, se obtiene una señal multiplicada por un coeficiente a_i y con un retraso τ provocado por el paso de dicha señal por el sistema

$$y_L(t) = S_L[x(t)] = a_i x(t - \tau) \quad (3.7)$$

Sustituyendo la ecuación (3.6) en (3.7) y considerando que $\phi = 2\pi f_c \tau$ se tiene

$$y_L(t) = S_L[x(t)] = a_1 A(t - \tau_1) \cos[2\pi f_c t + \theta(t - \tau_1) - \phi_1] \quad (3.8)$$

Como todo sistema que no cumpla el principio de superposición se considera no lineal, la señal a la salida de dichos sistemas puede expresarse mediante un polinomio que, en el presente razonamiento, consideraremos de grado tres

$$y_{NL}(t) = S_{NL}[x(t)] = a_1 x(t - \tau_1) + a_2 x(t - \tau_2)^2 + a_3 x(t - \tau_3)^3 \quad (3.9)$$

Tabla 3.1 Amplitudes de los armónicos generados por un tono en un sistema no lineal [5].

Amplitudes			
DC	Armónico Fundamental	2º Armónico	3er Armónico
$\frac{a_2}{2}A^2$	$a_1A + \frac{3a_3}{4}A^3$	$\frac{a_2}{2}A^2$	$\frac{a_3}{4}A^3$

Estos factores cuadrático y cúbico generan la curva de la Figura 3.2. Ahora, sustituyendo de nuevo (3.6) en (3.9)

$$\begin{aligned}
 y_{NL}(t) = S_{NL}[x(t)] = & a_1A(t - \tau_1)\cos[2\pi f_c t + \theta(t - \tau_1) - \phi_1] \\
 & + a_2A(t - \tau_2)^2\cos[2\pi f_c t + \theta(t - \tau_2) - \phi_2]^2 \\
 & + a_3A(t - \tau_3)^3\cos[2\pi f_c t + \theta(t - \tau_{31}) - \phi_3]^3
 \end{aligned} \quad (3.10)$$

de donde $\phi_i = 2\pi f_c \tau_i$ para $i = 1, 2, 3$. Se va a desarrollar esta ecuación empleando la propiedad trigonométrica del producto de cosenos⁴ y se va a suponer, además, que la amplitud $A(t)$ y la fase $\theta(t)$ varían más lentamente que la portadora de RF [30], [31]. Esto provoca que el retraso de dichas señales sea nulo en comparación con la evolución de la fase con el tiempo. Por tanto, si se aplica todo lo anterior se llega a una expresión de la señal a la salida del sistema no lineal dada por

$$\begin{aligned}
 y_{NL}(t) = & a_1A(t)\cos[\omega_c t + \theta(t) - \phi_1] \\
 & + \frac{1}{2}a_2A(t)^2 + \frac{1}{2}a_2A(t)^2\cos[2\omega_c t + 2\theta(t) - 2\phi_2] \\
 & + \frac{3}{4}a_3A(t)^3\cos[\omega_c t + \theta(t) - \phi_3] \\
 & + \frac{1}{4}a_3A(t)^3\cos[3\omega_c t + 3\theta(t) - 3\phi_3]
 \end{aligned} \quad (3.14)$$

siendo $\omega_c = 2\pi f_c$. Se hace lo mismo para la $y_L(t)$

$$y_L(t) = a_1A(t)\cos[\omega_c t + \theta(t) - \phi_1] \quad (3.15)$$

Se aprecia cómo en el sistema lineal la frecuencia a la entrada y a la salida de éste es la misma, mientras que en la respuesta no lineal existen múltiplos de dicha frecuencia, es decir, aparecen nuevos términos de frecuencias distintas a la que tenía la señal de entrada. Estos nuevos términos se denominan *armónicos*, cuyas amplitudes aparecen en la Tabla 3.1. Todas las componentes armónicas tienen amplitudes diferentes dadas por el producto de los coeficientes no lineales a_i y modificaciones de la señal $A(t)$, lo que se conoce como *distorsión armónica no lineal*. Esta es una característica muy importante de los sistemas no lineales.

La salida no lineal no sólo incluye la componente fundamental (ω_c), sino también el segundo armónico ($2\omega_c$), el tercer armónico ($3\omega_c$) y $0\omega_c$ (DC). Estos armónicos no aparecen en los sistemas lineales, en los cuales la forma de la señal a la salida es idéntica a la de la entrada, como se dijo

4

$$\cos(\alpha)\cos(\beta) = \frac{1}{2}\cos(\alpha - \beta) + \frac{1}{2}\cos(\alpha + \beta) \quad (3.11)$$

$$\cos(\alpha)^2 = \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos(2\alpha) \quad (3.12)$$

$$\cos(\alpha)^3 = \frac{3}{4} + \frac{1}{4}\cos(3\alpha) \quad (3.13)$$

anteriormente. Lo único que puede ocurrir es que se modifique la fase, mediante un desplazamiento debido al desfase ϕ_1 , o la amplitud, amplificándose o atenuándose debido al factor multiplicativo a_1 . Esto es lo que se averigua de la $y_L(t)$ de (3.15). Por otro lado, los sistemas no lineales pueden modificar el espectro, eliminando ciertas componentes espectrales y generando nuevas.

Si se analiza de nuevo la Tabla 3.1 y la expresión última de la $y_{NL}(t)$, se ve que en la banda fundamental, además de aparecer la senoide de entrada con un desfase ϕ_1 y una ganancia/atenuación dada por a_1 , se obtiene otra componente, a esa misma frecuencia, modulada por una versión de $A(t)$ muy alterada: $\frac{3}{4}a_3A(t)^3$. Esta distorsión que se produce en la componente en banda, es decir, en la frecuencia fundamental, se llama *distorsión no lineal en banda*, la cual se considera una de las más dañinas por la dificultad que acarrea su eliminación mediante filtrado [31]. Se explicará más adelante en el subapartado 3.3.2.

A modo de resumen: Una señal sinusoidal $x(t)$ entra en un sistema lineal. A la salida de dicho sistema se obtiene otra señal sinusoidal $y(t)$ de la misma frecuencia que la de $x(t)$, pero modificada en amplitud y fase respecto a la de entrada, sin que aparezcan en ella nuevas componentes espectrales: *Distorsión lineal*.

Mediante el mismo razonamiento, una señal sinusoidal entra en un sistema no lineal. A su salida, aparece una señal con nuevas componentes espectrales (armónicos), las cuales tienen amplitudes diferentes: *Distorsión no lineal*. Ver Figura 3.5.

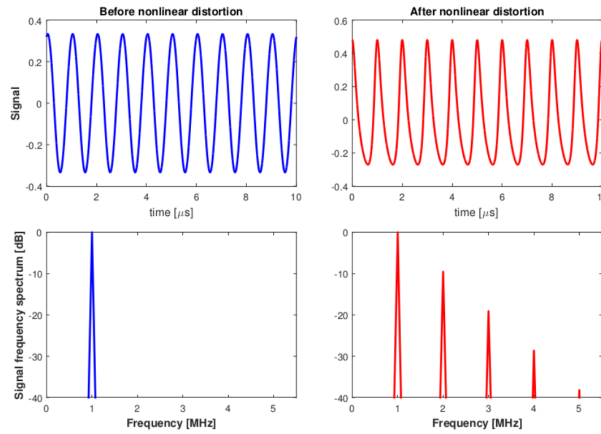


Figura 3.5 Señal a la entrada y a la salida de un sistema no lineal. Presencia de armónicos.

3.3 Figuras de mérito

En el bloque anterior se analizaron los efectos que provocan los equipos o sistemas no lineales en las señales que se envían a través de ellos. Ahora, en los siguientes apartados, se va a caracterizar la distorsión no lineal desde una perspectiva mucho más práctica, más experimental. Además, el estudio se centrará en el desarrollo de las figuras de mérito más conocidas, las cuales se identificarán en las pruebas de un tono, dos tonos y multitono.

Las figuras de mérito juegan un papel fundamental en cuanto a las especificaciones de los diferentes dispositivos electrónicos se refiere. La ganancia, la PAE o la distorsión no lineal son figuras de mérito de suma importancia a la hora de conocer las propiedades de, por ejemplo, un amplificador de potencia [30]. Cabe destacar, además, que las figuras de mérito para el comportamiento lineal de un dispositivo han sido ampliamente analizadas y están bien determinadas. En cambio, las correspondientes a la no linealidad continúan debatiéndose y desarrollándose [32]. La realización de todas las medidas experimentales que vienen a continuación se llevará a cabo sobre un dispositivo bajo prueba o DUT.

3.3.1 Prueba de un tono

La prueba de un tono consistirá en excitar al dispositivo bajo prueba (DUT) a su entrada con una única senoide pura parecida a la que se usó en (3.6)

$$x(t) = A_i \cos[2\pi ft] \quad (3.16)$$

Luego, la salida del DUT se va a medir a la misma frecuencia que la señal de entrada, la fundamental f [32]. Si el dispositivo que se está empleando es lineal, la señal a la salida se habrá modificado en amplitud y fase con la frecuencia, tal y como se comentó al inicio del apartado 3.2

$$y_L(t) = A_o(f) \cos[2\pi ft + \phi_o(f)] \quad (3.17)$$

La señal $y_L(t)$ tiene una amplitud A_o que se diferencia de la amplitud de $x(t)$ en un factor de escalado, es decir, está atenuada o amplificada. Por otra parte, esa señal de salida presenta un desfase ϕ_o respecto a $x(t)$ propio de los sistemas lineales, la fase se ha desplazado. Tanto la amplitud como el desfase dependerán de la frecuencia de la senoide.

Para un DUT no lineal, la prueba cambia. En esta ocasión, la amplitud de salida A_o no será una copia amplificada o atenuada de la amplitud de entrada A_i , como ocurría en el caso de un DUT lineal. De hecho, A_o y ϕ_o dependerán tanto de la frecuencia de la señal como del nivel del estímulo A_i ⁵ [33], [32]. Además, se observa que este sistema genera nuevas componentes de frecuencia a su salida, lo que se denominó en la sección anterior como armónicos (Figura 3.6). La expresión de la $y(t)$ para un DUT no lineal quedaría de la siguiente manera [31]

$$y_{NL}(t) = \sum_{r=0}^{\infty} A_{or}(f, A_i) \cos[r2\pi ft + \phi_{or}(f, A_i)] \quad (3.18)$$

Por lo tanto, un equipo no lineal será capaz de transformar los cambios que se produzcan en la amplitud de entrada A_i en variaciones de amplitud y fase a la salida⁶ [33]. Teniendo en cuenta esta consideración, se puede testear el comportamiento no lineal del dispositivo a través de las conversiones *AM-AM* y *AM-PM*, las cuales consisten en la transformación de las variaciones de amplitud de entrada en variaciones de amplitud y fase de salida, respectivamente [34]. Por último, se verá una tercera figura de mérito en la prueba de un tono que es la distorsión armónica total.

Característica AM-AM y punto de compresión de 1 dB

La *caracterización AM-AM* mide la relación entre la amplitud de salida A_{or} de la frecuencia fundamental, esto es $r = 1$ en (3.18), y la amplitud de entrada A_i a una frecuencia fija [30]. En la gráfica que aparece en la Figura 3.7 se puede ver cómo, si el dispositivo fuese lineal, la relación potencia entrada-salida sería linealmente proporcional, es decir, seguiría la línea recta discontinua (situación ideal). Esto se comentó brevemente en el apartado 3.1.2. Por otro lado, al estar tratando con un DUT no lineal (situación real), al inicio sí habrá una correspondencia lineal entre ambas magnitudes, pero en cierto punto sufre una compresión o desviación. Esta figura de mérito, por lo tanto, caracteriza la compresión de ganancia, de la que se habló en la página 5, de un dispositivo no lineal frente al nivel de entrada [35].

De la AM-AM surge el concepto de *punto de compresión de ganancia de 1 dB* o P_{1dB} , el cual se define como el punto de la curva de ganancia donde, para una determinada potencia de entrada, la potencia a la salida del DUT es 1 dB inferior a la que se tendría si el equipo fuese completamente lineal, en otras palabras, que siguiese la línea recta. El punto de compresión permite hacerse una

⁵ Tanto la amplitud de salida como la diferencia de fase entre la entrada y la salida variarán de forma no lineal con el nivel de excitación al sistema.

⁶ Dichas variaciones se estudian en las características AM-AM y AM-PM de un dispositivo no lineal. Los A_{or} son las amplitudes de los armónicos de la señal de salida y ϕ_{or} la fase de éstos.

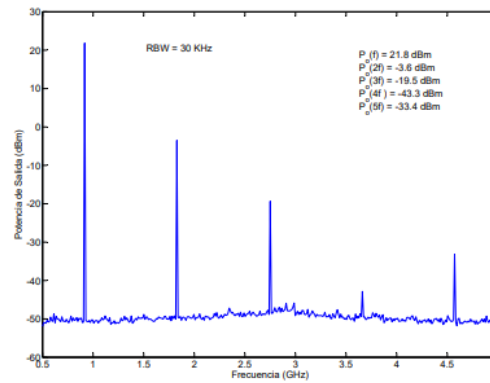


Figura 3.6 Espectro típico a la salida de un DUT no lineal. Se observa la presencia de armónicos. Imagen de [32].

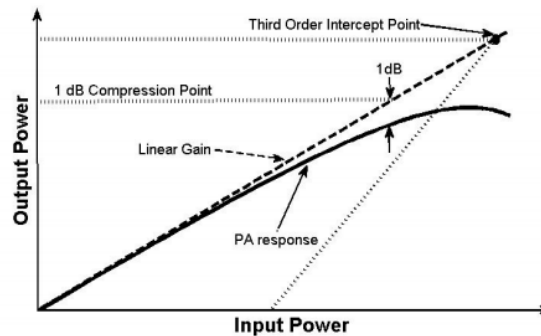


Figura 3.7 Amplitud a la salida un DUT no lineal frente a la amplitud de entrada al sistema [7].

idea de cómo de lineal es un dispositivo y puede medirse tanto a la entrada como a la salida. Esta caracterización es importante tenerla en cuenta cuando se está trabajando con modulaciones de amplitud [32].

Característica AM-PM

En este caso, la *caracterización AM-PM* describe la relación de la fase de la señal de salida ϕ_{or} con la amplitud de entrada A_i a una frecuencia fijada. AM-PM consiste en analizar la variación no lineal de la fase a la salida del DUT cuando la amplitud de la señal de entrada cambia.

La caracterización AM-AM es visible en cualquier sistema no lineal que presente o no efectos de memoria, mientras que la AM-PM es exclusiva de sistemas no lineales dinámicos o con memoria [35], [30].

Distorsión Armónica Total

La última caracterización que se va a tratar en el bloque de prueba de un tono es la *distorsión armónica total (THD)*. Esta figura de mérito es una medida de cuánto se distorsiona o se deforma la señal de salida respecto a la señal que entró en el DUT. La THD relaciona la potencia total de salida de los armónicos y la potencia de la señal en la frecuencia fundamental [35].

La THD puede expresarse a partir de la fórmula siguiente

$$THD = \frac{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left[\sum_{r=2}^{\infty} A_{or}(f, A_i) \cos[r2\pi ft + \phi_{or}(f, A_i)] \right]^2 dt}}{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [A_{o1}(f, A_i) \cos[2\pi ft + \phi_{o1}(f, A_i)]]^2 dt}} \quad (3.19)$$

Partiendo de la expresión polinomial de (3.9), en el numerador de la ecuación de THD aparece la raíz cuadrada de las amplitudes de los armónicos superiores, y en el denominador la amplitud del armónico fundamental. Partiendo del término que aparece en [30], se tiene

$$THD = \frac{\sqrt{\frac{1}{8}a_2^2A_i^4 + \frac{1}{32}a_3^3A_i^6 + \dots}}{\sqrt{\frac{a_1^2A_i^2}{2}}} \quad (3.20)$$

La prueba de un tono ofrece resultados muy pobres en cuanto a la caracterización de un sistema, puesto que hay fenómenos como el recrecimiento espectral que no pueden ser visualizados [32]. Se trata, por tanto, de un test simple que sólo genera componentes espectrales armónicamente relacionadas con la frecuencia de entrada o fundamental [35]. Para superar este inconveniente, se realiza la prueba de dos tonos, con la cual se podrá examinar la famosa distorsión en banda de la que se habló en la página 22.

3.3.2 Prueba de dos tonos

Una caracterización más idónea que la de un tono es la prueba de dos tonos, en la cual se excita al DUT no lineal con dos sinusoides de igual amplitud a frecuencias distintas f_1 y f_2 . La prueba de dos tonos, además de permitir la visualización de los armónicos, es capaz de identificar nuevas componentes generadas alrededor de la componente fundamental [33]. La señal de excitación a la entrada del DUT es la siguiente

$$x(t) = A_{i1} \cos(2\pi f_1 t) + A_{i2} \cos(2\pi f_2 t) \quad (3.21)$$

Sustituyendo esta ecuación en (3.9), empleando las relaciones trigonométricas que se detallan en las tablas 9.1 y 9.2 de [17], y llevando a cabo todos los pasos que se realizaron en esa sección se llega a una expresión para la salida, la cual estará formada por armónicos y por los distintos términos generados a partir de todas las posibles combinaciones de $\pm f_1$ y $\pm f_2$, resumida en [35]

$$y_{NL}(t) = \sum_{r=1}^{\infty} A_{or} \cos(2\pi f_r t + \phi_{or}) \quad (3.22)$$

donde $f_r = mf_1 + nf_2$ hace referencia a las nuevas frecuencias generadas, siendo m y n valores enteros. Esos términos que se generan por la mezcla/combinación de las frecuencias fundamentales se denominan *productos de intermodulación de orden n (IM n)*, que llevan a la distorsión de intermodulación (IMD). El orden de las nuevas componentes viene dado por $|m| + |n|$. Los productos de intermodulación resultan ser de gran interés por el efecto nocivo que ocasionan en la señal de salida del dispositivo, al ser difíciles de eliminar. Se va a realizar, a continuación, una distinción entre términos pares e impares.

Distorsión fuera de banda

Las frecuencias generadas del tipo $2\omega_1, 2\omega_2, \omega_1 \pm \omega_2$; y $4\omega_1, 4\omega_2, 2\omega_1 \pm 2\omega_2, 3\omega_1 \pm \omega_2$ son las componentes pares. La distorsión fuera de banda son aquellas componentes que cumplen la relación $m + n \neq 1$ [30]. Estos términos de distorsión se sitúan en zonas alejadas de las frecuencias

fundamentales de la señal, por lo que no interfieren, y pueden ser eliminados empleando un filtro pasobanda alrededor de la frecuencia fundamental (al tener el DUT un ancho de banda estrecho en comparación con la frecuencia central). Por lo tanto, se tratan de los armónicos de cada tono, tal y como se vio en el caso 3.3.1. Además, en este grupo se incluyen nuevos productos de distorsión que caen cerca de la componente DC ($\omega_2 - \omega_1$) o alrededor de varios armónicos ($m+n = 2,3,4,\dots$) [32]. En definitiva, los términos de orden par preocupan menos que los de orden impar, al considerarse que están "fuera de banda".

Distorsión en banda y punto de intercepto de tercer orden IP3

Algunas componentes impares se consideran de carácter crítico, al encontrarse cerca de la frecuencia fundamental de salida. Esta degradación de la señal que se produce debido a los efectos no lineales dentro del ancho de banda fundamental se denomina "distorsión en banda". Aquí aparecen los productos de intermodulación de tercer orden (IM_3) en $2\omega_2 - \omega_1$ y $2\omega_1 - \omega_2$; de quinto orden (IM_5) en $3\omega_2 - 2\omega_1$ y $3\omega_1 - 2\omega_2$; y demás IMD impares. Básicamente, aquellos que cumplen la relación $m+n = 1$. Dichos productos de distorsión forman un grupo de bandas laterales superiores e inferiores separadas entre ellas la diferencia entre las frecuencias de los tonos $m\omega_2 - n\omega_1$ [32].

Ciertas componentes impares no son fáciles de filtrar, a diferencia de los armónicos y las componentes generadas por órdenes pares [7]. El término que adquiere una mayor relevancia es IM_3 , puesto que se encuentra en la propia banda de la señal útil y, como se ha comentado previamente, es difícil de eliminar mediante un filtrado [36]. Por tanto, los productos de tercer orden deben ser conocidos y minimizados en todo momento.

A consecuencia de todo esto, es importante desarrollar el concepto de *punto de intercepto de tercer orden*, o también conocido como IP_3 . Esta figura de mérito se trata de un punto no real que se establece a través de la intersección de la pendiente de 1 dB/dB de la potencia de salida del tono fundamental y la pendiente de 3 dB/dB de la potencia de intermodulación⁷. Puede entenderse mejor esta idea mirando la Figura 3.7 de esta memoria o la Figura 2.8 de [30]. A mayor valor de IP_3 , más lineal será el DUT. En la Figura 3.8 se aprecia el recrecimiento espectral que se visualiza en la prueba de dos tonos. En dicha figura, se representan los armónicos, IM_3 y las demás componentes de distorsión que caen alrededor de los armónicos, como $\omega_2 + \omega_1$, $2\omega_2 + \omega_1$ y $2\omega_1 + \omega_2$ entre otros.

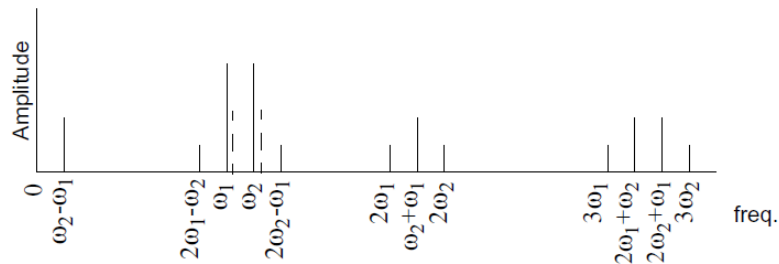


Figura 3.8 Recrecimiento espectral de una señal de dos tonos. Figura de [5].

La principal desventaja que presenta la prueba de dos tonos es su dificultad para evaluar la distorsión cocanal. Puesto que ciertos términos impares caen justo en las mismas frecuencias que las fundamentales y al tener las componentes lineales o de primer orden una amplitud mayor que las componentes de distorsión, es muy complicado poder medir la distorsión cocanal [32]. Por este motivo, es muy común emplear señales moduladas limitadas en banda para medir la distorsión en las frecuencias fundamentales [35], lo que aquí se ha denominado prueba multitono.

⁷ A niveles reducidos de señal, la potencia fundamental de salida aumenta 1 dB por cada decibelio que aumente la potencia de entrada. En cambio, la potencia de IMD lo hará en 3 dB por cada dB de potencia de entrada. Esto es debido a que los términos de primer y tercer orden son dominantes [30].

3.3.3 Prueba multitono y señal modulada

La prueba de un tono y dos tonos ha servido para caracterizar la no linealidad de un sistema de forma simple, mediante la inyección en el DUT de una señal de excitación compuesta de una senoide o de dos, para el caso de dos tonos. Aún así, en la práctica se usan señales moduladas compuestas de varias portadoras que presentan un espectro continuo limitado en banda, por lo que hacen falta más mecanismos para medir el grado de diferencia que existe entre la señal que genera a su salida un dispositivo no lineal y la que se busca realmente. Entre las figuras de mérito que se suelen emplear para hacer frente a estas nuevas necesidades se encuentran la *relación de potencia del canal adyacente* (ACPR), la *magnitud del vector error* (EVM), el *error cuadrático medio normalizado* (NMSE) y la *relación de potencia a pico promedio* (PAPR), entre otros.

ACPR

En el apartado 3.3.2, concretamente en el subapartado dedicado a la distorsión en banda, se vio que en la señal de salida aparecían nuevas componentes en frecuencia alrededor de la frecuencia fundamental, lo que provoca un ensanchamiento del ancho de banda de la señal modulada o recrecimiento espectral (*spectral regrowth*, en inglés) por culpa de estos términos impares. Habrá, por lo general, componentes de distorsión que caerán en los canales contiguos al fundamental, actuando como una posible interferencia a éstos. Además, el espectro de salida del dispositivo bajo prueba también contiene componentes de intermodulación que caen dentro del canal de señal (distorsión cocanal). Para medir la perturbación que afecta al canal propio de la señal se emplean figuras de mérito como NPR o EVM, las cuales se verán posteriormente.

La relación de potencia del canal adyacente (ACPR) se trata de una figura de mérito que permite caracterizar la interferencia introducida en los canales adyacentes por las componentes del recrecimiento espectral. En otras palabras, es una relación entre la potencia introducida en el canal adyacente y la potencia del canal fundamental.

$$ACPR_k = \frac{P_{adj,k}}{P_{inband}} \quad (3.23)$$

Como puede haber canal adyacente superior e inferior, hay que hacer una distinción en la potencia del canal adyacente, por lo que la k indicará si se trata de la potencia del canal superior (u) o de la del inferior (i). La potencia de cada canal adyacente será la integral que va de la frecuencia inferior $1,k$ de ese canal a la frecuencia superior $2,k$ (su intervalo) aplicada a la densidad espectral de potencia del sistema $S(f)$

$$P_{adj,u} = \int_{f_{1,u}}^{f_{2,u}} S(f) df \quad (3.24)$$

$$P_{adj,i} = \int_{f_{1,i}}^{f_{2,i}} S(f) df \quad (3.25)$$

$$P_{inband} = \int_{f_{2,i}}^{f_{1,u}} S(f) df \quad (3.26)$$

El ACPR se expresa normalmente en dBc, donde la letra c significa decibelios con respecto a la potencia del canal.

NPR

En la página 26 se afirmó que a través de la prueba multitono se podía medir la distorsión cocanal. Existe, para ello, una figura de mérito denominada relación de potencia de ruido (NPR), la cual permite caracterizar de forma indirecta dicha distorsión cocanal [30]. Como esta forma de distorsión esta mezclada de forma intrínseca con las componentes fundamentales de mayor amplitud, la prueba

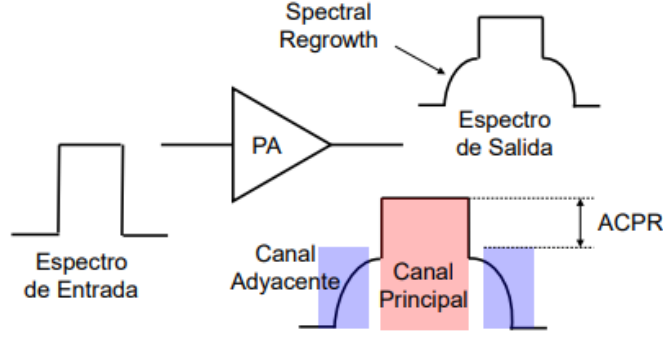


Figura 3.9 Concepto de ACPR [16].

de la NPR consiste en eliminar las componentes fundamentales de la región donde se va a efectuar el test para que no interfieran a la hora de caracterizar la distorsión. Para ello, hay que pasar el estímulo a través de un filtro muy estrecho antes de alimentar al DUT, de forma que las componentes que se visualizan a la salida en esa zona se deben a la distorsión cocanal [35], [32].

NMSE

El error cuadrático medio normalizado (NMSE) es una figura de mérito que permite medir, de forma rápida, cuánto de diferente es la señal que se obtiene a la salida del sistema respecto a la que se obtendría si el sistema fuese lineal (caso ideal) [31]. Se trata, por tanto, de una estimación del error cuadrático entre dos señales: la que se esperaba a la salida (ideal) y la que finalmente se obtiene (medida). Para ello, se toman M muestras de ambas señales. La ecuación del NMSE se detalla a continuación

$$NMSE[dB] = 10 \log \left(\frac{\sum_{m=1}^M (y_{ideal}[m] - y_{medida}[m])^2}{\sum_{m=1}^M |y_{ideal}[m]|^2} \right) \quad (3.27)$$

EVM

Como se comentó en un subapartado de 3.3.2, uno de los efectos más nocivos, y a su vez el más importante, de la no linealidad del sistema es la distorsión en banda, la cual consistía en la aparición de productos de intermodulación dentro del ancho de banda (canal) de la señal fundamental que contiene la información. Esta distorsión cocanal puede ser caracterizada a través de la magnitud del vector error (EVM).

Para explicar este concepto se va a partir de la transmisión de una señal modulada digitalmente. Una vez que la señal llega al receptor, se filtra alrededor de la frecuencia fundamental, puesto que sólo se quiere tener en cuenta el ancho de banda de la señal útil, y se demodula para extraer la información que fue transmitida. La constelación que representa a los símbolos transmitidos y recibidos sufrirá una deformación/distorsión, respecto a la constelación que se tendría en la situación ideal, por culpa de la distorsión en banda (ver Figura 3.10). El vector error caracterizará esta imperfección en la constelación.

Por consiguiente, EVM es una figura de mérito que mide la distancia entre el símbolo transmitido \hat{x} y el recibido \hat{y} . Empleando L símbolos y siendo l el índice del símbolo se obtiene la siguiente

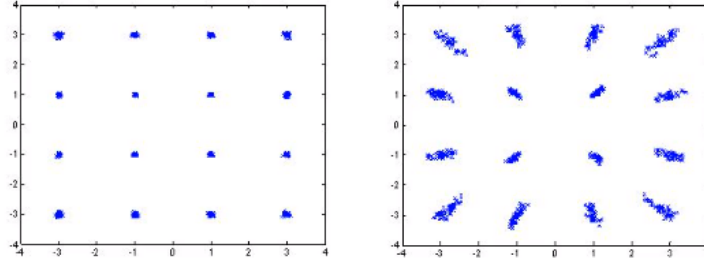


Figura 3.10 Constelación sin y con distorsión.

expresión [31]

$$EVM[\%] = \sqrt{\frac{\sum_{l=1}^L |\hat{y}_l - \hat{x}_l|^2}{\sum_{l=1}^L |\hat{x}_l|^2}} \times 100 \quad (3.28)$$

PAPR y CCDF

La *multiplexación por división de frecuencia ortogonal* (OFDM) es una técnica de modulación digital ampliamente empleada en sistemas de comunicaciones como televisión digital (DTV), transmisión digital de audio (DAB) y vídeo (DVB-T) o incluso comunicaciones móviles 4G y 5G, gracias a su alta tasa binaria o su robustez frente al multitrayecto [37], [38]. A pesar de esto, OFDM sufre de una importante *Peak-to-Average Power Ratio* (PAPR) en la señal transmitida. Estos picos tan altos de señal provocan que la señal se degrade cuando pasa a través de un sistema no lineal, originándose distorsión en banda e interferencia en el canal adyacente. Por ello, es clave reducir la PAPR en sistemas OFDM para evitar la degradación de la señal. En [2] se detallan cinco técnicas para reducir la PAPR en señales OFDM.

La señal de un sistema OFDM estará compuesta por la suma de N señales moduladas en subportadoras de igual ancho de banda

$$x[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi nk/N} \quad (3.29)$$

para $0 \leq n \leq N-1$, siendo X_k el símbolo sobre la subportadora k -ésima, con $0 \leq k \leq N-1$. La fórmula (3.29) se ha obtenido de [39].

La PAPR se basa en la división de la potencia de pico entre la potencia promedio

$$PAPR = \frac{\max |x[n]|^2}{E[|x[n]|^2]} \quad (3.30)$$

donde $E[\cdot]$ hace referencia al valor esperado.

La forma más común de evaluar la PAPR es mediante la función de distribución acumulativa complementaria (CCDF), la cual determina la probabilidad de que la PAPR supere cierto umbral γ

$$CCDF = 1 - P(PAPR \leq \gamma) = 1 - (1 - e^{-\gamma})^N \quad (3.31)$$

En la Figura 2 de [40] se representa la CCDF en función de la PAPR para diferentes valores de N .

3.4 Efectos de memoria

La memoria es otro concepto clave a la hora de caracterizar adecuadamente el comportamiento no lineal de un dispositivo [35]. Cuando se habla de efectos de memoria en un dispositivo no lineal se está haciendo referencia al comportamiento dinámico del sistema.

Se considera *sistema sin memoria* todo aquel sistema cuya salida, en cualquier instante de tiempo t_1 , depende sólo de la entrada en ese mismo instante. O sea, la salida reacciona de forma instantánea a cambios en la entrada. Por otro lado, cuando la salida de un sistema depende de la entrada en el instante t_1 y, además, del valor de ese estímulo en el pasado ($t < t_1$), ese sistema se conoce como *sistema con memoria* [30], [41]. Básicamente, los efectos de memoria especifican cuánto peso adquieren los valores previos de la señal de entrada (su historia) en el valor que presenta la señal a la salida del amplificador en el instante actual [42].

Por otro lado, los efectos de memoria (*MEs*) pueden detectarse al notar variaciones de amplitud y fase, provocados por cambios en la frecuencia de modulación, en las componentes de distorsión de intermodulación (IMD) de la señal a la salida del sistema [35], [7]. Por ejemplo, en el caso de excitar un sistema no lineal con una señal de dos tonos, la fase del producto de intermodulación de tercer orden (IM_3) a la salida permanecerá constante en un sistema sin memoria, mientras que en el caso de un sistema con memoria, la fase sufrirá una desviación para valores pequeños o muy grandes de frecuencia.

Teniendo en cuenta lo que se ha comentado en el párrafo anterior, es importante destacar que los efectos de memoria no generarán nuevas componentes espectrales, sino que cambiarán la forma de las componentes de señal ya existentes [7], como se aprecia en la Figura 3.11.

Del mismo modo, la presencia de histéresis en las gráficas AM-AM y AM-PM es otro indicativo de que el sistema presenta efectos de memoria [34], [43].

Se va a establecer, a continuación, una clasificación en dos categorías principales: MEs a corto plazo, y MEs a largo plazo [44].

Efectos de memoria a largo plazo

Los MEs a largo plazo se consideran, también, "efectos de memoria a baja frecuencia", puesto que afectan a aquellas componentes de señal situadas en el rango que va de la componente DC a unos pocos kHz o MHz. Por ello, las componentes IMD localizadas en ese intervalo sufrirán los efectos de memoria como tal.

Son efectos más lentos que los del otro grupo, puesto que se manejan tiempos que pueden ir de unos pocos μs a ms .

El que puedan observarse se debe principalmente a los efectos térmicos presentes en los dispositivos activos que figuran para frecuencias bajas ($f < 100$ kHz), a las redes de polarización y a los estados trampa generados por imperfecciones en los semiconductores [35]. Los equipos que tienen efectos de memoria presentan características AM-AM y AM-PM dinámicas.

Efectos de memoria a corto plazo

Los MEs a corto plazo, los cuales surgen debido a las redes de adaptación o a los efectos electrónicos del transistor, se dan para tiempos del orden de ns . Por lo que, al ser efectos tan rápidos, se llegan a considerar estáticos y son tratados como sistemas sin memoria [45].

Cuando se estimulaba al sistema con una señal de dos tonos (apartado 3.3.2), se observaba que, en la señal de salida, los productos de intermodulación y los armónicos se generaban, de forma simétrica, a ambos lados de cada portadora (frecuencias fundamentales). Un síntoma inequívoco de la presencia de efectos de memoria en el sistema es apreciar que esa simetría en el espectro ya no se mantiene. Es decir, existe una asimetría/diferencia entre los productos de intermodulación inferior y superior.

En caso de emplear una señal modulada a la entrada, también se garantiza la existencia de efectos de memoria en el sistema si se visualiza una asimetría en el *spectral regrowth* de un lado (canal

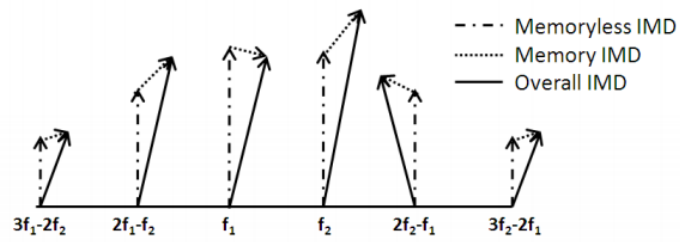


Figura 3.11 Componentes IMD en un sistema con memoria. Los MEs no introducen nuevas componentes de distorsión, pero sí alteran las que ya se encuentran en la señal [7].

adyacente inferior) y otro (canal adyacente superior), es decir, en el ACPR inferior y superior. En [46] se realiza un estudio minucioso de estas asimetrías.

4 Caracterización experimental

El objetivo de este capítulo experimental es obtener ciertas figuras de mérito para caracterizar la distorsión no lineal en un amplificador de potencia muy particular que fue diseñado, inicialmente, como amplificador conmutado (clase E) y que, posteriormente, fue modificado para su uso como PA modo fuente de corriente controlada con terminación armónica capacitiva (clase J), con el que se mejoraba la eficiencia. El dispositivo que se va a utilizar aparece en la Figura 4.1.

El módulo del laboratorio se basa en la tecnología GaN HEMT (*high-electron-mobility transistor*, en inglés). Los transistores de potencia de nitruro de galio se han ido utilizando cada vez más en los últimos años para los equipos de las estaciones base modernas debido, principalmente, a sus altas ganancias, eficiencia, densidades de potencia, anchos de banda y frecuencias de operación [6], [47]. La reciente demanda de dispositivos de alta potencia a frecuencias más altas permite que la tecnología GaN sea considerada un recurso importante en la industria de RF y microondas, al generarse amplificadores de potencia con alta eficiencia [48]. En concreto, para este amplificador de potencia se ha utilizado el transistor CGH35030F de Cree. Este dispositivo es ideal para aplicaciones que requieran un ancho de banda amplio, alta eficiencia y alta ganancia. El PA que se ha usado para este experimento fue diseñado, principalmente, para un intervalo de frecuencias entre 700 MHz y 1000 MHz, incluyéndose así la banda de frecuencias móviles de 925-960 MHz, utilizada en GSM y más tarde para 3G; y la banda surgida del primer dividendo digital, por encima de los 700 MHz.

El amplificador consta de cuatro pines con conectores SMA: dos para la entrada y salida de RF, y otros dos para la polarización de drenador (V_{DD}) y puerta (V_{GG}).

Este bloque de análisis se divide en cuatro secciones principales. En la primera se hará un estudio de las pérdidas y ganancias que se producen en los trayectos de entrada y salida al dispositivo bajo prueba. Las tres secciones restantes se reservarán para las pruebas de un tono, dos tonos y multitono. Dentro de cada apartado se explicará qué tipo de señal se ha utilizado, qué montaje se ha seguido en el laboratorio, los diferentes resultados obtenidos y las figuras de mérito empleadas para la caracterización de la no linealidad del amplificador.

4.1 Configuración inicial

El trabajo inicial, como se ha comentado previamente, consistió en medir las pérdidas a la entrada y a la salida del dispositivo bajo prueba (DUT). Fundamentalmente, hay que tenerlas en cuenta para poder obtener los resultados adecuados en las pruebas siguientes. El hecho de conocer la ganancia del camino de entrada permite determinar qué potencia de señal es necesaria producir en el generador para que al DUT le llegue a su entrada una señal con una potencia determinada. De igual modo, sabiendo el nivel de señal que se obtiene en el analizador y considerando las pérdidas en el trayecto de salida es posible averiguar la potencia de salida del amplificador. Todo esto se entenderá mejor en la sección dedicada a la prueba de un tono.

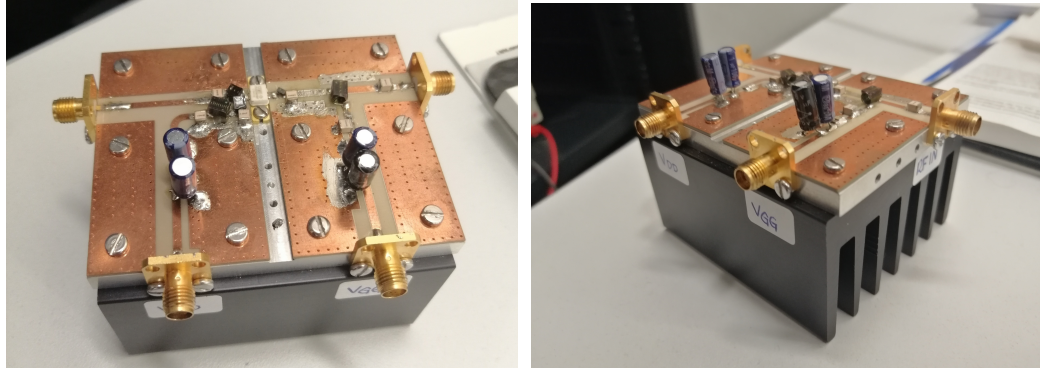


Figura 4.1 Amplificador de potencia clase J utilizado para las pruebas en el laboratorio.

4.1.1 Pérdidas a la entrada

Para calcular las pérdidas a la entrada se realizó la configuración de la Figura 4.2. En primer lugar, se generaron señales a varias frecuencias con el objetivo de analizar la atenuación que se produce en cada una de ellas. Para esta tarea se utilizó un generador vectorial de señal, modelo SMU200A de Rohde & Schwarz (1). Teniendo en cuenta que el rango de funcionamiento del dispositivo va de los 700 a los 1000 MHz, interesaba emplear señales de 650 a 1050 MHz en pasos de 50 MHz.

Una vez que la señal es generada en este dispositivo, ésta pasa por dos preamplificadores TVA-4W-422A+ de Mini-Circuits (2). Estos equipos destacan por su alta ganancia (en torno a los 25 dB) y por ser capaces de proporcionar salidas altamente lineales. Estas características permiten que este modelo de preamplificador ofrezca muy buenos resultados con la mayoría de los generadores de señal que se encuentran actualmente en el mercado.

Finalmente, la señal que sale del segundo preamplificador llega al analizador vectorial de señal PXA-N9030A de Agilent Technologies (4). Una vez aquí, se muestra en pantalla el nivel de señal que se tiene al final del camino de entrada.

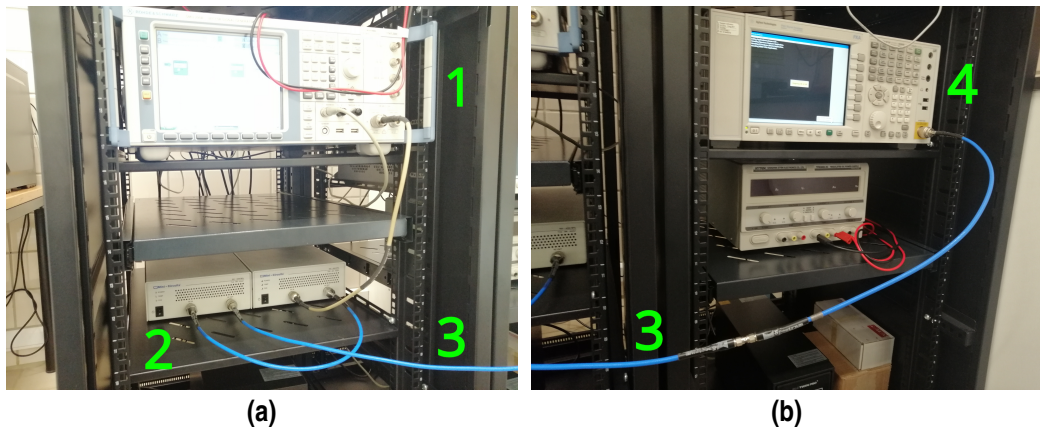


Figura 4.2 Montaje para medir las pérdidas a la entrada. En (a) se muestra el generador de señal (1), los preamplificadores (2) y el cable de medida (3). En (b) aparece, además, el analizador de señal (4).

En la Tabla 4.1 aparecen los resultados alcanzados, en las frecuencias de interés, para un nivel de potencia en el generador SMU de -50 dBm. Considerando que los niveles de señal que se observan en el analizador oscilan entre -6 y -8 dBm, se obtiene una ganancia. A esa ganancia G_1 hay que restarle las pérdidas del cable (3) para poder tener la ganancia del camino de entrada G_{in} . Para

Tabla 4.1 Nivel de señal obtenido en el analizador PXA, $P_{PXA,1}$, para las frecuencias de interés y la ganancia. La ganancia se obtiene a partir de la diferencia entre $P_{PXA,1}$ y P_{level} . Paso 1.

$P_{level} = -50 \text{ dBm}$		
f(MHz)	$P_{PXA,1}(\text{dBm})$	$G_1(\text{dB})$
700	-6	44
900	-6,546	43,45
1000	-7,490	42,51

Tabla 4.2 Nivel de señal obtenido en el analizador PXA, $P_{PXA,2}$, para las frecuencias de interés y las pérdidas del cable. Ésta se obtiene a partir de la diferencia entre P_{level} y $P_{PXA,2}$. Paso 2.

$P_{level} = -50 \text{ dBm}$		
f(MHz)	$P_{PXA,2}(\text{dBm})$	$L_2(\text{dB})$
700	-50,417	0,42
900	-50,465	0,47
1000	-50,501	0,50

Tabla 4.3 Ganancia del camino de entrada.

$P_{level} = -50 \text{ dBm}$			
f(MHz)	$G_1(\text{dB})$	$L_2(\text{dB})$	$G_{in}(\text{dB})$
700	44	0,42	44,42
900	43,45	0,47	43,92
1000	42,51	0,50	43,01

medir estas pérdidas se conectó el cable directamente entre generador SMU y analizador PXA. En la Tabla 4.2 se presentan los resultados.

Por tanto, los valores de la ganancia de entrada se consiguen a partir de la expresión $G_{in}(\text{dB}) = G_1(\text{dB}) + L_2(\text{dB})$. Estos resultados, los cuales aparecen en la Tabla 4.3, están cercanos a los 50 dB por la acción de los dos preamplificadores, pero con un valor menor por culpa de un atenuador de 6 dB que se coloca a la entrada del DUT para adaptar la señal.

El esquema que se ha seguido para todos estos cálculos se indica en la Figura 4.3.

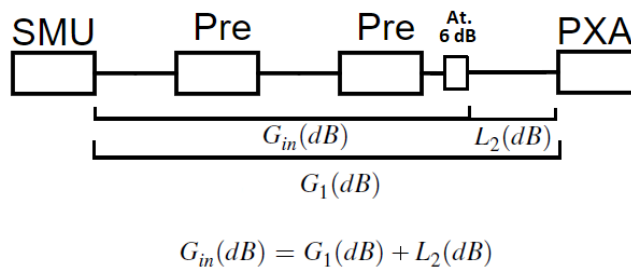


Figura 4.3 Esquema del montaje del camino de entrada.

Tabla 4.4 Niveles de potencia y pérdidas en el camino de salida para las frecuencias de operación y múltiplos de éstas. Las pérdidas L_1 se calculan a partir de la diferencia entre P_{level} y P_{PXA} . Para obtener L_{out} hay que restarle las pérdidas del cable L_2 .

$P_{level} = -20$ dBm				
f(MHz)	P_{PXA} (dBm)	L_1 (dB)	L_2 (dB)	L_{out} (dB)
700	-50,869	30,869	0,42	30,449
900	-50,657	30,657	0,47	30,187
1000	-50,789	30,789	0,50	30,289
1400	-51,144	31,144	0,71	30,434
1800	-50,967	30,967	0,92	30,047
2000	-51,317	31,317	1,05	30,267
2100	-51,353	31,353	1,06	30,293
2700	-51,255	31,255	1,58	29,675
3000	-51,335	31,335	2,04	29,295

4.1.2 Pérdidas a la salida

El montaje para esta parte se recoge en la Figura 4.4. Para poder medir las pérdidas a la salida se vuelven a generar señales a varias frecuencias, esta vez de 650 a 3150 MHz en pasos de 50 MHz. En esta ocasión se llega hasta 3150 MHz para poder examinar los armónicos en la prueba de un tono que se realiza más adelante. Como las frecuencias de operación del PA que se va a utilizar son 700, 900 y 1000 MHz, los armónicos se localizarán en las frecuencias 1400, 1800 y 2000 MHz (2º armónico), y en 2100, 2700 y 3000 MHz (3º armónico).

Las señales fueron generadas, de nuevo, en el SMU. Luego, dichas señales se llevan a un acoplador direccional ZGDC20-33HP+ de Mini Circuits (5). Este acoplador de alta potencia ofrece muy buenos resultados en una amplia gama de frecuencias, en particular, en UHF (300-3000 MHz). A la salida del acoplador se conecta un atenuador BW-40N100W (7) que proporciona una atenuación en torno a 40 dB para las frecuencias de interés. A continuación de este equipo se sitúa otro atenuador tipo VAT-10+ de 10 dB, justo antes de la carga de 50 Ω (8).

El puerto acoplado del ZGDC20-33HP+ se conecta al analizador de señal PXA para poder observar el nivel de señal de salida. La potencia medida en el analizador PXA es menor que la potencia de la señal generada debido al acoplamiento de 20 dB del dispositivo ZGDC20-33HP+. Además, a la entrada del analizador se coloca un atenuador 8491A que rebaja la potencia en otros 10 dB (9) para no dañar al equipo. El cable (6) empleado para conectar el acoplador con el analizador destaca por su flexibilidad, comodidad, estabilidad en fase y por tener pocas pérdidas.

Una vez explicada la configuración, se procede a detallar el procedimiento realizado para calibrar las pérdidas. Las señales generadas tenían un nivel de potencia de -20 dBm, valor que se consideró suficiente para no saturar al generador. El nivel de señal visualizado en el analizador y las pérdidas del camino de salida se detallan en la Tabla 4.4. En ella se puede ver que las pérdidas están en torno a los 30 dB debido al acoplamiento y al atenuador a la entrada del PXA. A las pérdidas totales visualizadas hay que restarle las pérdidas del cable a la entrada del acoplador, puesto que a su entrada va a ir conectado directamente el amplificador bajo prueba. Ese cable azul se ha empleado simplemente para poder medir las pérdidas en el camino de salida. Cabe destacar, también, que a medida que aumenta la frecuencia éstas son mayores.

Aquí finaliza el análisis de las configuraciones de entrada y salida al dispositivo bajo prueba. A continuación, en los apartados siguientes, se expondrán los resultados de la caracterización de la distorsión no lineal del amplificador de potencia del laboratorio a través de las figuras de mérito que se especificaron en las pruebas de un tono, dos tonos y multitono.

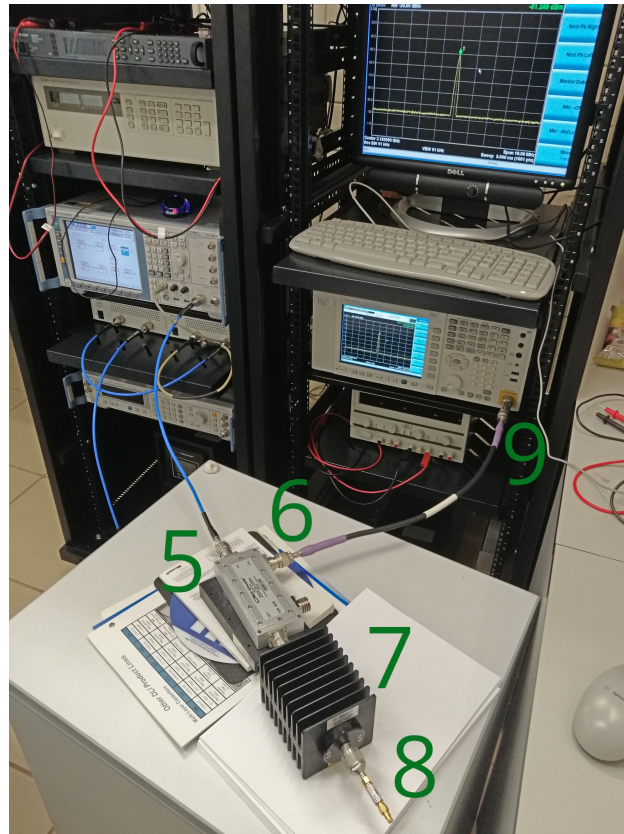


Figura 4.4 Setup del camino de salida.

4.2 Prueba de un tono

Se trata de la prueba más simple a la hora de determinar las singularidades de un dispositivo. La evaluación en el laboratorio consistió en obtener una serie de gráficas que determinan el comportamiento del amplificador cuando es excitado a su entrada con una única señal a una determinada potencia P_{in} . Además, gracias a este estudio, fue posible observar las componentes armónicas, localizadas en múltiplos de la frecuencia fundamental, que se generan en el espectro de salida debido a los efectos no lineales que experimenta el amplificador a potencias altas.

El montaje para esta sección se contempla en la Figura 4.5. La señal es generada en el SMU, atraviesa los dos preamplificadores TVA y llega a la entrada del amplificador, RF_{in} , tras pasar por el atenuador de 6 dB. Luego, la salida del PA, RF_{out} , se conecta al acoplador ZGD, llegando posteriormente la señal al analizador PXA para su visualización. Como fuente de alimentación se utilizó el equipo 6622A de Agilent.

Antes de realizar ningún tipo de medición, era necesario seguir una serie de pautas importantes en cuanto a la polarización del transistor. En primer lugar, la tensión de polarización en puerta debía reducirse de 0 V a una tensión por debajo del punto de pinch-off (-2'6 V), como por ejemplo, $V_{GS} = -4$ V¹, para asegurarse de que la corriente de drenador I_D estaba al corte y de que no había corriente en puerta, I_G . Por otra parte, se fue subiendo la tensión de polarización en drenador desde 0 V hasta $V_{DS} = 28$ V, valor que se consideró adecuado. La tensión V_{DS} podía llegar hasta un valor máximo de 35 V.

¹ En este bloque, a la tensión puerta-fuente se le nombrará indistintamente como V_{GS} o V_{GG} . Lo mismo ocurre con la tensión drenador-fuente, con V_{DS} y V_{DD} .

A continuación, se fue incrementando paulatinamente la tensión de puerta V_{GS} desde -4 V hasta el punto de operación, -2,4 V. A la misma vez, había que observar que las corrientes I_D e I_G no estaban consumiendo. Fundamentalmente, había que evitar la rectificación en puerta.

A medida que la tensión V_{GS} se acercaba al valor deseado, la corriente de drenador I_D comenzaba a consumir. En el punto de operación, a una frecuencia de 700 MHz, se tenía: $V_{DS} = 28$ V, $V_{GS} = -2,4$ V, $I_G = 0,1$ mA e $I_D = 320$ mA.

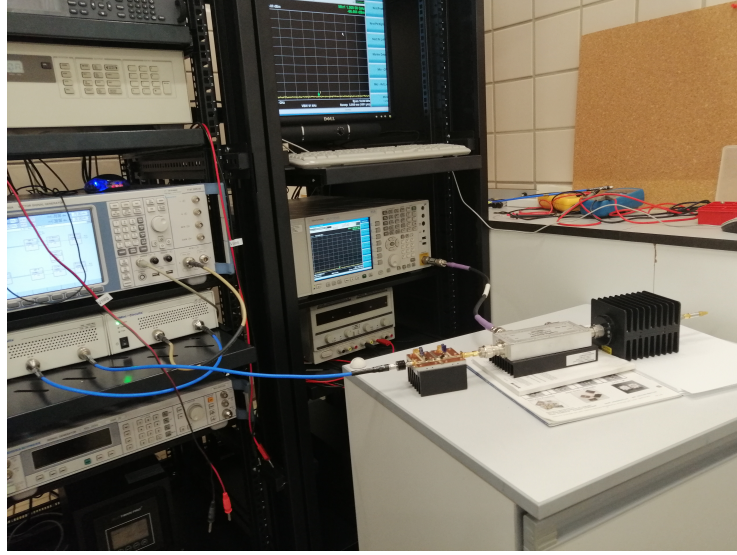


Figura 4.5 Configuración para la prueba de un tono.

Para realizar la prueba de un tono se efectuó un barrido de potencia a la entrada del amplificador, P_{in} , desde -10 dBm hasta +22 dBm, ya que, según el diseñador, el valor de potencia máxima a la entrada podía ser de +23,9 dBm en 900 MHz, y el menor que tomó fue de -16 dBm. Por tanto, ese intervalo se consideró suficiente para la toma de medidas en todas las frecuencias de operación. Desde -10 dBm hasta +12 dBm en pasos de 0,5 dB y desde +12 dBm hasta +22 dBm en saltos de 0,3 dB.

Siguiendo el esquema de la Figura 4.6 y teniendo en cuenta lo que se manifestó al inicio de la Sección 4.1, el siguiente paso, una vez alimentado el dispositivo con $V_{GG} = -2,4$ V y $V_{DD} = 28$ V, consistió en averiguar la potencia que debía suministrar el generador SMU (P_{gen}) para que a la entrada del PA se tuviese la potencia de entrada P_{in} que se había establecido previamente. Simplemente había que restar la ganancia del camino de entrada G_{in} a cada valor de P_{in} para tener la potencia generada en todo ese barrido, $P_{gen}(dBm) = P_{in}(dBm) - G_{in}(dB)$. Este paso había que aplicarlo para todas las frecuencias de operación, esto es, 700 MHz, 900 MHz y 1000 MHz. Los valores de ganancia G_{in} están recogidos, como se vio anteriormente, en la Tabla 4.3.

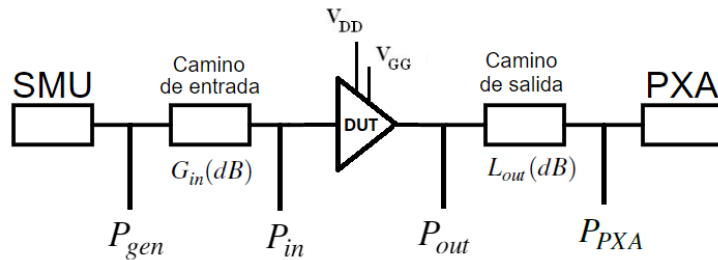


Figura 4.6 Esquema del montaje para la prueba de un tono.

Aplicando los valores calculados de P_{gen} para cada frecuencia, fue posible anotar el nivel de potencia de señal que mostraba el analizador PXA, P_{PXA} . En esta ocasión, no sólo había que obtener el valor de potencia en 700, 900 y 1000 MHz, sino también en los múltiplos de estas frecuencias (armónicos). Como se conocía L_{out} de la configuración inicial para las frecuencias fundamentales y armónicos (Tabla 4.4), fue posible calcular P_{out} sumándole a P_{PXA} esas pérdidas: $P_{out}(dBm) = P_{PXA}(dBm) + L_{out}(dB)$. Por consiguiente, se conseguían los valores de potencia a la salida del amplificador P_{out} para 700, 900, 1000, 1400, 1800, 2000, 2100, 2700 y 3000 MHz.

Llegados a este punto, todos los resultados de potencia en cada punto del montaje, para este análisis en concreto, eran conocidos. A partir de aquí, se van a mostrar un conjunto de gráficas que describen el comportamiento de este particular amplificador de potencia.

La primera figura de mérito se trata de una gráfica que enfrenta la potencia de salida del amplificador, en la frecuencia fundamental y armónicos, con la potencia de señal a la entrada. En la Figura 4.7, la Figura 4.8 y la Figura 4.9 se presenta este comportamiento para las tres frecuencias de operación: 700, 900 y 1000 MHz.

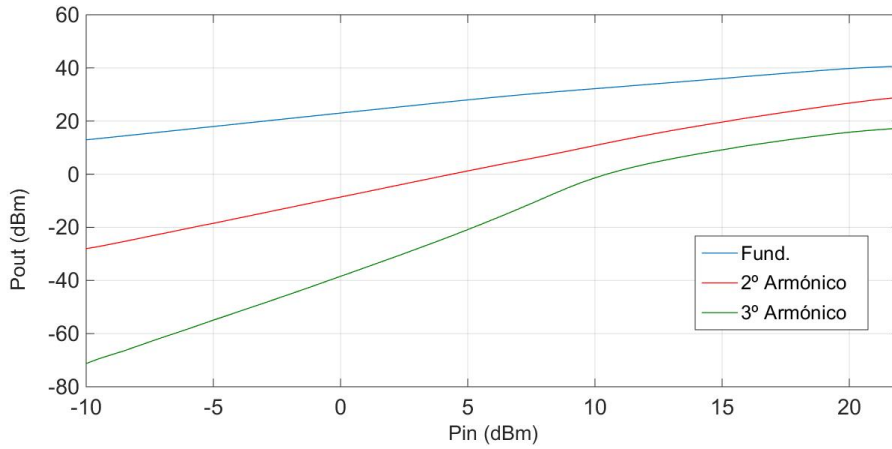


Figura 4.7 Nivel de señal a la salida del PA frente a la potencia de entrada en 700 MHz (fundamental), 1400 MHz (2º Armónico) y 2100 MHz (3º Armónico).

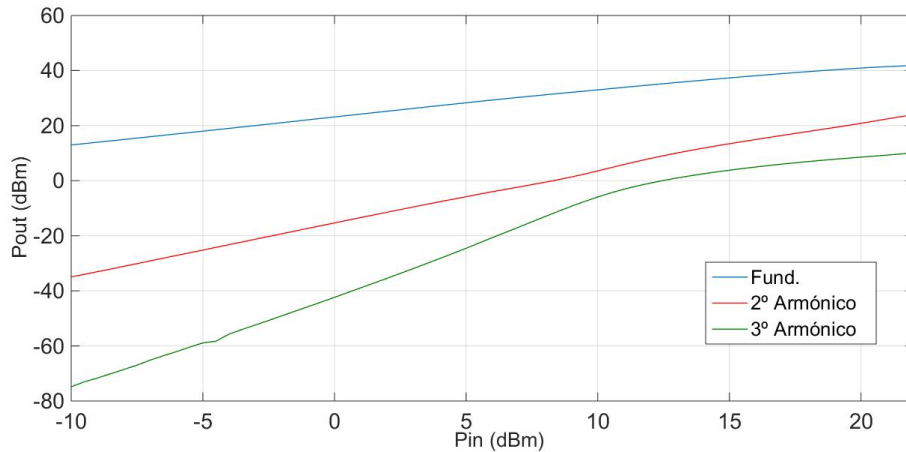


Figura 4.8 Nivel de señal a la salida del PA frente a la potencia de entrada en 900 MHz (fundamental), 1800 MHz (2º Armónico) y 2700 MHz (3º Armónico).

En estas figuras se puede comprobar que el amplificador sigue un comportamiento lineal para potencias de entrada bajas. Dicho de otro modo, la potencia de salida P_{out} aumenta de forma lineal (línea recta) con P_{in} , manteniéndose constante la ganancia. Para una $P_{in} = -10$ dBm, la potencia de

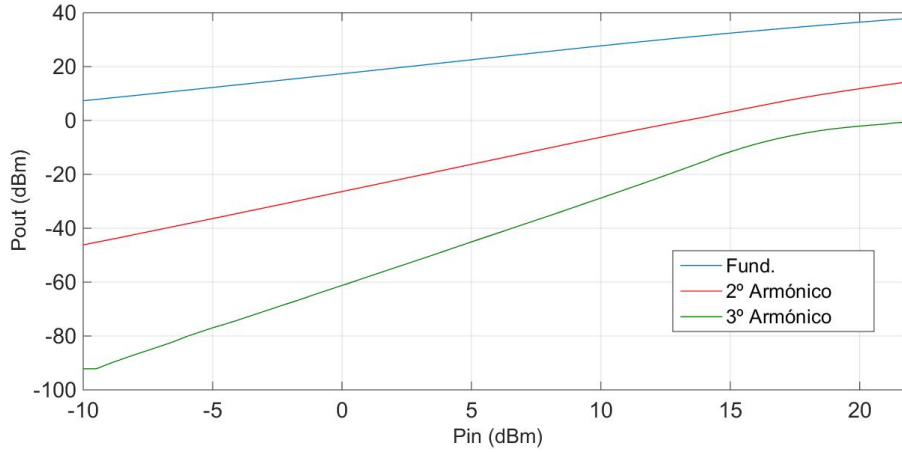


Figura 4.9 Nivel de señal a la salida del PA frente a la potencia de entrada en 1000 MHz (fundamental), 2000 MHz (2º Armónico) y 3000 MHz (3º Armónico).

señal que se obtiene a la salida del amplificador en 700 MHz y 900 MHz es de 12,93 dBm y 12,98 dBm, respectivamente. Por lo cual, tal y como se aprecia en la Figura 4.10, se obtiene un valor de ganancia lineal de 23 dB a esas frecuencias. Para $f = 1000$ MHz se tiene una $G_L = 17,33$ dB.

A medida que se excita al DUT, a su entrada, con una potencia mayor, el amplificador comienza a saturar y ya P_{out} no se incrementa linealmente con P_{in} . Por tanto, en esta región de saturación la curva de ganancia sufre una compresión que ocasiona la disminución de la ganancia. En 700 MHz, la ganancia tiende a decrecer para un valor de potencia de entrada en torno a los 4 o 5 dBm. Para las frecuencias de 900 y 1000 MHz esta compresión de ganancia se produce a niveles de excitación mayores que en el caso de 700 MHz. En la potencia más alta del barrido, $P_{in} = 22$ dBm, la ganancia será de 18,67 dB para $f = 700$ MHz, de 19,89 dB para 900 MHz y de 16 dB para 1000 MHz. En la Figura 4.12 se señala el punto de compresión de 1 dB, el cual se da para una P_{in} de 10,74 dBm. Si se quiere medir a la salida, simplemente aplicando la ganancia medida se tiene el P_{1dB} para una $P_{out} = 32,74$ dBm. Recordando lo que se comentó en el bloque teórico, el P_{1dB} se define como el punto para el que la potencia de salida del PA se encuentra 1 dB por debajo del comportamiento lineal.

A potencias de entrada altas, por consiguiente, el amplificador sigue un comportamiento no lineal. En esta zona de compresión, la señal a la salida del PA aparecerá distorsionada respecto a la señal de excitación, fruto de los efectos no lineales que experimenta el PA a elevados niveles de señal. Para un nivel de excitación (P_{in}) de 22 dBm se alcanzó una potencia de salida de 40,57 dBm (11,4 W) a 700 MHz, y una P_{out} de 41,81 dBm (15,17 W) a 900 MHz. Según la hoja de especificaciones del diseñador de este PA, la potencia máxima de salida varía entre unos 12 W (40,79 dBm) y 18 W (42,55 dBm).

En las gráficas anteriores se aprecia que, en la región lineal, la potencia fundamental de salida aumenta 1 dB por cada dB que aumente la potencia de entrada. Por otro lado, en el caso del 2º armónico, P_{out} se incrementa en 2 dB por cada dB que sube P_{in} . Por último, la pendiente del 3º armónico es de 3 dB/dB. Este suceso se produce debido a que el 2º y 3º armónico aumentan con el cuadrado y el cubo de la amplitud de la señal de entrada, respectivamente, tal y como se detalló en la Tabla 3.1 del capítulo teórico. En la Tabla 4.5, la Tabla 4.6 y la Tabla 4.7 se muestra un ejemplo que demuestra esta reflexión.

La última figura de mérito que se obtuvo en el laboratorio para la prueba de un tono fue la PAE. La eficiencia de potencia añadida se obtiene a partir de la siguiente expresión

$$PAE(\%) = 100 \cdot \frac{P_{out}(W) - P_{in}(W)}{V_{DS}(V) \cdot I_D(A)} \quad (4.1)$$

Tabla 4.5 Valores de potencia de salida para una P_{in} de 0 dBm y 1 dBm en las frecuencias de operación. Esta tabla demuestra la pendiente de 1 dB/dB de la componente fundamental.

P_{out} (dBm)		
f(MHz)	$P_{in} = 0$ dBm	$P_{in} = 1$ dBm
700	22,997	24
900	23,165	24,199
1000	17,353	18,381

Tabla 4.6 Valores de potencia de salida para una P_{in} de 0 dBm y 1 dBm en las frecuencias armónicas. Esta tabla demuestra la pendiente de 2 dB/dB del 2º armónico.

P_{out} (dBm)		
f(MHz)	$P_{in} = 0$ dBm	$P_{in} = 1$ dBm
1400	-8,61	-6,657
1800	-15,336	-13,378
2000	-26,388	-24,374

Tabla 4.7 Valores de potencia de salida para una P_{in} de 0 dBm y 1 dBm en las frecuencias armónicas. Esta tabla demuestra la pendiente de 3 dB/dB del 3º armónico.

P_{out} (dBm)		
f(MHz)	$P_{in} = 0$ dBm	$P_{in} = 1$ dBm
2100	-38,429	-35,032
2800	-42,357	-38,901
3000	-61,244	-57,982

siendo $V_{DS} = 28$ V e I_D la corriente de drenador. Los valores de I_D se anotaron para cada señal generada en el SMU. En la Figura 4.13 se representa dicha corriente en función del nivel de excitación. Considerando la Figura 4.14, se puede afirmar que el máximo de eficiencia se obtiene en la zona de compresión, es decir, en la región donde el PA tiene un comportamiento no lineal. Para valores de potencia de entrada bajos, la eficiencia es prácticamente nula. A partir de $P_{in} = 0$ dBm la PAE empieza a crecer exponencialmente. En 700 MHz, para un nivel de estímulo (P_{in}) de +22 dBm, se alcanza una PAE del 65 %. En 900 MHz, la $PAE = 73$ % y, en 1000 MHz, la $PAE = 53$ %. Teniendo en cuenta la tendencia de la gráfica, para una excitación mayor de +22 dBm, se obtendrá una eficiencia pico por encima del 80 % para $f = 900$ MHz, y la PAE se mantendrá por encima del 70 % para las frecuencias 700 y 1000 MHz.

4.3 Prueba de dos tonos

La prueba anterior ha permitido analizar la distorsión armónica que se originaba en el espectro de la señal de salida del DUT cuando este es excitado a su entrada con una única señal. Las señales de telecomunicaciones se representan mejor por un estímulo de dos tonos que por una senoide pura [30]. Así pues, una prueba más conveniente que la de un tono es la prueba de dos tonos, ya que, además de permitir la visualización de los armónicos, posibilita la identificación de nuevas componentes generadas alrededor de la componente fundamental que darán lugar a la distorsión de intermodulación (IMD). La IMD se produce por la interacción entre dos o más señales en el

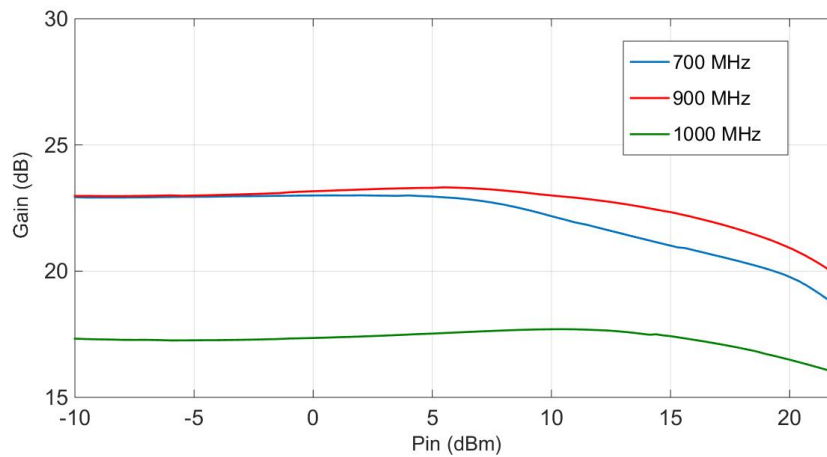


Figura 4.10 Ganancia del amplificador frente a potencia de entrada.

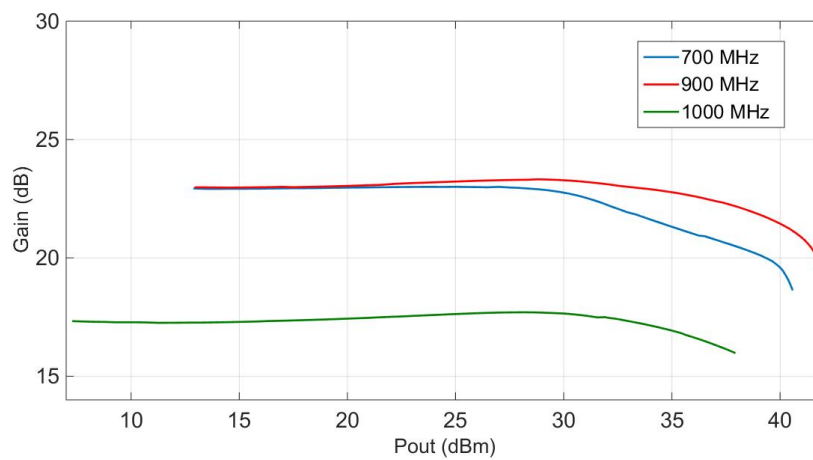


Figura 4.11 Ganancia del amplificador frente a potencia de salida.

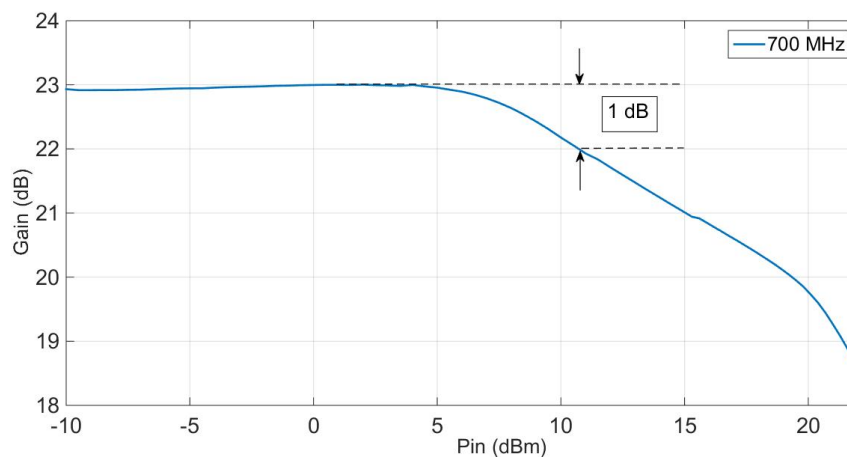


Figura 4.12 Ganancia del amplificador frente a potencia de entrada a 700 MHz.

interior de un DUT no lineal, originándose a su salida otras señales adicionales no deseadas, lo que se conoce como productos de intermodulación.

El montaje del laboratorio para este apartado se presenta en la Figura 4.16. Para realizar esta tarea, se utilizó de nuevo el generador de señal SMU, ya que este dispositivo posee dos salidas

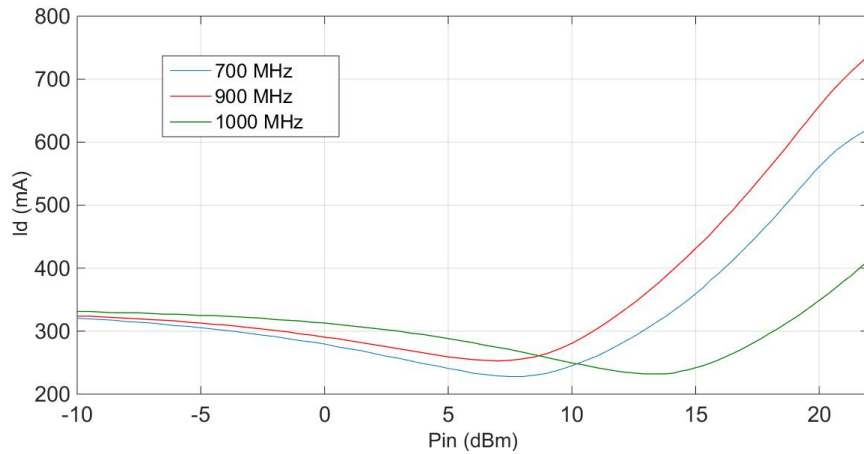


Figura 4.13 Corriente de drenador frente a la potencia de entrada al amplificador.

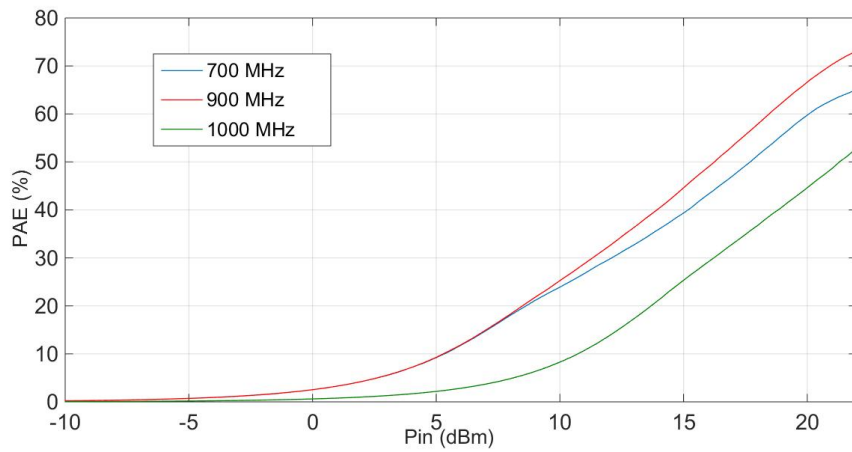


Figura 4.14 PAE frente a la potencia de entrada.

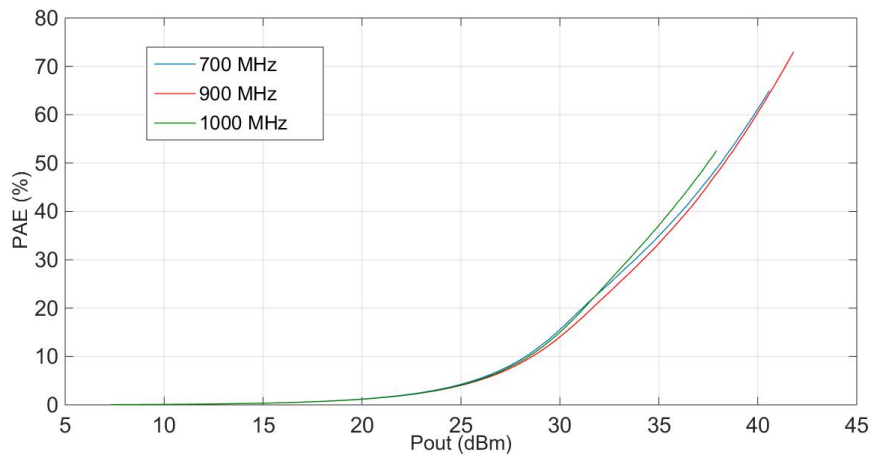


Figura 4.15 PAE frente a la potencia de salida.

que pueden dar dos tonos. Así pues, se generaron dos señales a frecuencias distintas, f_1 y f_2 , separadas entre sí una cantidad Δf . Ambos estímulos se llevan a un combinador de potencia modelo ZACS362-100W+ de Mini-Circuits. Este equipo opera en un rango de frecuencias entre 600 y 3600 MHz, y su función es mezclar/combinar dos señales a su entrada en una única salida. Esa señal

a la salida del combinador, la cual estará formada por la suma de los dos tonos, atraviesa los dos preamplificadores TVA y llega a la entrada RF_{in} del amplificador tras pasar por el atenuador de 6 dB. La otra parte de la configuración es la misma que la de la prueba anterior.

La caracterización de dos tonos se dividió en dos partes. La primera parte se trataba de la prueba estándar: a partir de un barrido de P_{gen} a f_1 y f_2 , con separación entre los tonos Δf fija, se anotaron los niveles de señal obtenidos en el analizador PXA, P_{PXA} , para las componentes fundamentales (f_1 y f_2) y para las componentes de intermodulación de orden tres, IM_3 , a $2f_1 - f_2$ (inferior) y $2f_2 - f_1$ (superior). El término IM_3 se trata del producto de intermodulación más crítico al caer dentro del ancho de banda fundamental, lo que causará una gran interferencia, siendo difícil de eliminar mediante filtrado, de ahí que sea necesario caracterizarlo. Luego, aplicando las pérdidas del camino de salida L_{out} calculadas en la Sección 4.1, se consiguieron los valores de P_{out} para las componentes de primer y tercer orden, siendo $P_{out}(dBm) = P_{PXA}(dBm) + L_{out}(dB)$. Por otro lado, el procedimiento para la segunda parte fue el mismo, aunque en esta ocasión se fijó la potencia de entrada al amplificador P_{in} y lo que variaba era Δf . A continuación se va a explicar con mayor detalle en qué consistió cada una de estas actividades.

4.3.1 Prueba de dos tonos con Δf fijo y P_{in} variable

Lo primero que se hizo fue polarizar el transistor con $V_{DD} = 28$ V y $V_{GG} = -2,4$ V, mismo proceder que en la prueba anterior. Una vez alimentado el amplificador, se aplicó la señal de RF. Para ello, se crearon dos señales en el generador SMU a frecuencias $f_1 = 899,5$ MHz y $f_2 = 900,5$ MHz, de manera que $\Delta f = 1$ MHz, con un nivel de excitación de -50 y -49,85 dBm respectivamente.

El siguiente paso fue comprobar que ambos tonos eran iguales, es decir, que mostrasen el mismo nivel de señal en el analizador PXA, antes de llevar la señal mezclada al amplificador de potencia. Para llevar a cabo esta calibración inicial se conectó la salida del segundo preamplificador directamente al analizador. Como el cable no era lo suficientemente largo como para llegar al PXA se empleó otro cable adicional conectado al primero. Para un nivel en el SMU de $P_{gen,f_1} = -50$ dBm y $P_{gen,f_2} = -49,85$ dBm se obtenía una potencia en el PXA de $P_{PXA} = -10,18$ dBm en f_1 y f_2 . Por lo tanto, se confirmó que ambos tonos eran iguales. A esa potencia de -10,18 había que restarle las pérdidas en 900 MHz de ese segundo cable que no se iba a emplear realmente en el setup de la prueba de dos tonos, sólo se utilizó para la calibración. Así pues, la señal de excitación al amplificador tenía una potencia $P_{in}(dBm) = P_{PXA}(dBm) + L_{cable}(dB) = -10,18 + 0,47 = -9,71$ dBm.

Con esta situación inicial no se apreciaban los IMD. Para ver en qué punto comenzaban a interferir se fue subiendo de 10 dB en 10 dB la potencia de las señales generadas. A partir de $P_{gen,f_1} = -30$ dBm y de $P_{gen,f_2} = -29,85$ dBm, los productos de intermodulación eran cada vez más notables. Considerando este hecho, se realizó un barrido de potencia generada P_{gen} desde -50 dBm hasta -37 dBm para $f_1 = 899,5$ MHz, y desde -49,85 dBm hasta -36,85 dBm para $f_2 = 900,5$ MHz, en pasos de 1 dB. Como se conocía el nivel de excitación al amplificador P_{in} para el primer caso, calculado en la calibración, fue posible conocer los valores de P_{in} en todo el barrido simplemente aumentando la potencia de decibelio en decibelio. El valor más alto de potencia de entrada que se obtuvo fue de 3,29 dBm, con $P_{gen,f_1} = -37$ dBm y $P_{gen,f_2} = -36,85$ dBm. Como se dijo anteriormente, sabiendo ya los valores de P_{gen} y P_{in} , fue posible anotar el nivel de señal mostrado en el analizador P_{PXA} , en todo ese rango, para las componentes fundamentales en f_1 y f_2 , y para el IM_3 inferior en $2f_1 - f_2 = 898,5$ MHz, y superior en $2f_2 - f_1 = 901,5$ MHz. En la Figura 4.19 se expone un ejemplo. Luego, aplicando la corrección del camino de salida L_{out} , se calcularon los valores de potencia a la salida del amplificador P_{out} para esas componentes mencionadas.

La Figura 4.17 y la Figura 4.18 muestran tanto la potencia de salida de las señales fundamentales como la potencia de salida de IM_3 inferior y superior respectivamente, frente al nivel de excitación. Se observa prácticamente el mismo comportamiento para el tono uno e IM_3 inferior, como para el tono dos e IM_3 superior. Además, se puede ver que a niveles de señal considerablemente bajos, la

potencia fundamental de salida aumenta 1 dB por cada decibelio que se incrementa la potencia de entrada, mientras que la potencia de intermodulación lo hace en 3 dB/dB, al tener los productos de intermodulación de tercer orden una amplitud proporcional al cubo de la amplitud de la señal de entrada, aspecto que se estudió en la página 22 de esta memoria. Además de la figura, se ofrece la Tabla 4.8 en la que se muestran algunas de las medidas tomadas en el laboratorio para demostrar esta afirmación.

Una figura de mérito muy importante en la prueba de dos tonos para caracterizar la distorsión de intermodulación en dispositivos no lineales es el punto de intercepto de tercer orden, IP_3 . Se trata del punto de intersección (ficticio) de la recta de pendiente 1 dB/dB de la potencia de salida fundamental con la recta de pendiente 3 dB/dB de la potencia de salida de intermodulación. A mayor valor de IP_3 , más lineal será el dispositivo bajo prueba. Este punto se visualiza en la Figura 4.17 y la Figura 4.18.

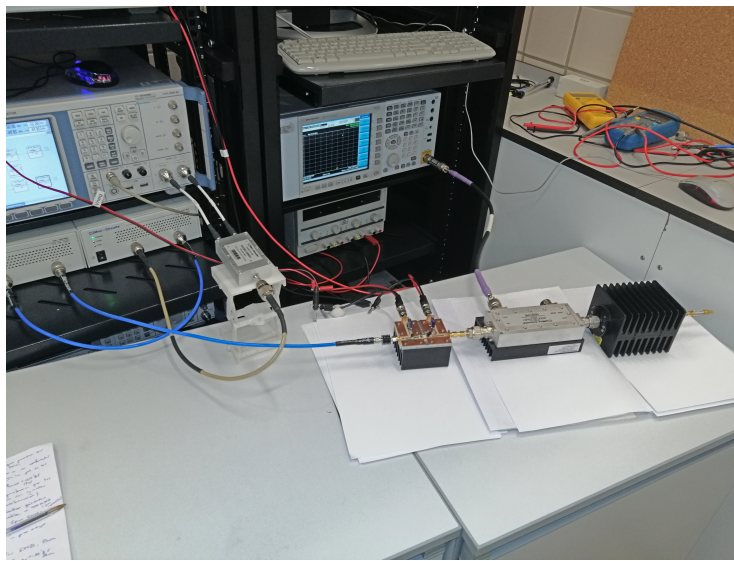


Figura 4.16 Setup de la caracterización de dos tonos.

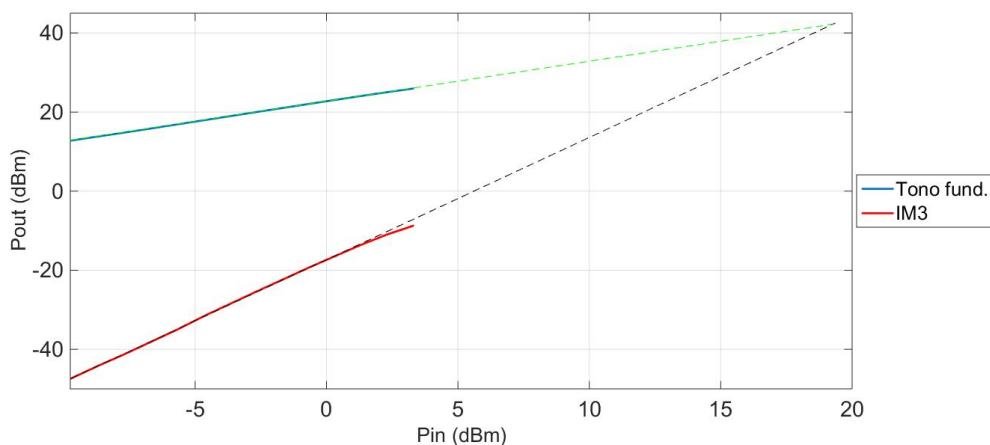


Figura 4.17 Potencia fundamental de salida para el tono en f_1 y potencia de IMD inferior para un estímulo de dos tonos frente a la potencia de entrada. La intersección de ambas rectas da el punto de intercepto IP_3 .

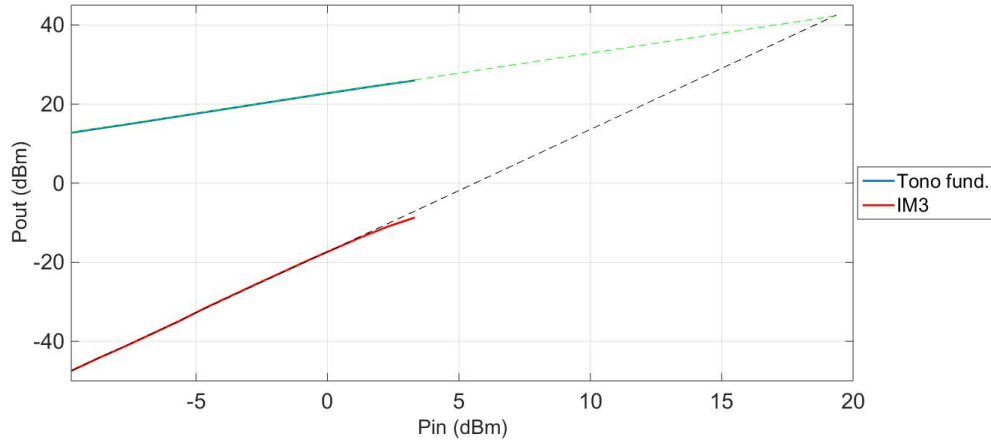


Figura 4.18 Potencia fundamental de salida para el tono en f_2 y potencia de IMD superior para un estímulo de dos tonos frente a la potencia de entrada. La intersección de ambas rectas da el punto de intercepto IP_3 .

Tabla 4.8 Valores de potencia del tono fundamental e IMD para dos estímulos generados a las frecuencias f_1 y f_2 con un nivel de potencia dado por P_{gen} . Además, también se expone la potencia de entrada al PA, P_{in} .

$f_1 = 899,5 \text{ MHz}, f_2 = 900,5 \text{ MHz}$				
$P_{gen,f_1}(\text{dBm})$	$P_{gen,f_2}(\text{dBm})$	$P_{in}(\text{dBm})$	$P_{out,IM_3}(\text{dBm})$	$P_{out,tono}(\text{dBm})$
-49	-48,85	-8,71	-44,231	13,812
-48	-47,85	-7,71	-41,298	14,804
-47	-46,85	-6,71	-38,200	15,826
-46	-45,85	-5,71	-35,095	16,864
-45	-44,85	-4,71	-31,740	17,897
-44	-43,85	-3,71	-28,623	18,931

4.3.2 Prueba de dos tonos con Δf variable y P_{in} fija

El propósito de este apartado era estudiar el comportamiento del amplificador cuando se modificaba la separación en frecuencia de los tonos con los que se excita al dispositivo. En la Subsección 4.3.1 se fijó la distancia entre frecuencias en 1 MHz. En esta ocasión Δf fue variando desde 10 Hz hasta 100 MHz: 10, 30, 50, 70, 100, 300, 500, 700, 1000, 3000, 5000, 7000, etc. La potencia generada en el SMU se estableció en -40 dBm para el tono 1 y en -39,85 dBm para el tono 2, llegando un nivel de excitación al amplificador P_{in} de 0,29 dBm. Estos valores se mantuvieron durante todo el proceso.

El montaje para esta subsección fue el mismo que en el experimento anterior. Siguiendo el mismo procedimiento que en aquel caso, se obtuvieron los niveles de señal en el analizador PXA para cada Δf y, aplicando de nuevo la corrección de salida L_{out} , se calcularon los valores de potencia a la salida del amplificador P_{out} para las componentes fundamentales y para los productos de intermodulación de tercer orden IM_3 superior e inferior.

Analizando los resultados obtenidos, se observa que a partir de un $\Delta f = 4 \text{ MHz}$ la potencia que muestra el analizador de señal para la componente fundamental primera comienza a subir respecto a la que se tiene para la componente fundamental segunda, es decir, ya no se mantienen al mismo nivel los dos tonos. Por ejemplo, para una separación entre frecuencias de 20 MHz, esto es $f_1 = 890 \text{ MHz}$ y $f_2 = 910 \text{ MHz}$, la potencia de señal en el PXA es de -6,265 dBm para el tono 1 y de -7,386



Figura 4.19 Niveles de señal de las componentes fundamentales en $f_1 = 899,5$ MHz y en $f_2 = 900,5$ MHz, y del producto de intermodulación de tercer orden IM_3 en $2f_1 - f_2 = 898,5$ MHz (inferior) y en $2f_2 - f_1 = 901,5$ MHz (superior), para el caso de dos tonos generados en el SMU con potencias de -39 dBm y -38,85 dBm.

dBm para el tono 2, por lo que la diferencia está en torno a 1 dB. La diferencia de nivel entre los tonos es de aproximadamente 3 dB cuando se separan 50 MHz: potencia en el analizador PXA igual a -4,949 dBm para el tono 1 ($f_1 = 875$ MHz) e igual a -7,901 dBm para el tono 2 en $f_2 = 925$ MHz. En la Tabla 4.9 aparecen otros valores medidos que evidencian este hecho. Esta variación se debe a que este amplificador, al no tratarse de un PA comercial, está diseñado para una banda no demasiado ancha.

Para verificar este suceso se estudió la respuesta en frecuencia del amplificador. Para ello, se realizaron medidas con un único tono generado en el SMU a una potencia $P_{gen} = -50$ dBm desde 700 MHz hasta 1000 MHz, en saltos de 5 MHz, anotando los valores de señal que mostraba el PXA. Se van a considerar sólo los resultados de la Tabla 4.10, que son los que interesan. En el Apéndice A se detallan todos los valores. Si se toma como referencia el valor obtenido a la frecuencia central de 900 MHz, $P_{PXA} = -14,231$ dBm, la desviación de los valores es de $P_{PXA,890} - P_{PXA,910} = -13,449 - (-14,640) = 1,19$ dB, con una separación entre las frecuencias de 20 MHz, es decir, 10 MHz arriba y 10 MHz abajo de la frecuencia central de 900 MHz. Se puede comprobar que es prácticamente 1 dB, casi lo mismo que se observó en la prueba con dos tonos. Luego, cuando se establece una separación de 50 MHz, esto es 25 MHz abajo y 25 MHz arriba de la frecuencia central de 900 MHz, se obtiene una desviación de $P_{PXA,875} - P_{PXA,925} = -11,862 - (-14,628) = 2,77$ dB, aproximadamente los 3 dB que se visualizaban en la prueba con dos tonos. Se puede afirmar, por tanto, que la medida de la respuesta en frecuencia es coherente con la diferencia apreciada entre los dos tonos en la prueba con dos tonos de Δf variable. Lo que se aprecia en ambas situaciones es que si se separan los tonos más de 20 MHz ya no se puede asegurar que los dos tonos sean iguales entre sí, lo que indica que no se tiene una respuesta plana en frecuencia.

En la Figura 4.20 se aprecia que, para una P_{in} fija de 0,29 dBm, la potencia de salida del PA se mantiene en torno a los 23 dBm (22,71 dB de ganancia) para los dos tonos. En cambio, se ve cómo a partir de esa $\Delta f = 4$ MHz los niveles de ambos tonos empiezan a ser diferentes. Para $f_1 = 850$ MHz y $f_2 = 950$ MHz ($\Delta f = 100$ MHz) la potencia a la salida del DUT es $P_{out} = 26,754$ dBm para la componente en f_1 , y $P_{out} = 22,313$ dBm para la componente en f_2 .

En la Sección 3.4 se vio que los efectos de memoria corresponden a cambios en la amplitud y fase

Tabla 4.9 Potencia obtenida en el analizador PXA para las componentes fundamentales en función de Δf para una potencia de entrada al amplificador P_{in} fija.

$P_{gen,f_1} = -40 \text{ dBm}, P_{gen,f_2} = -39,85 \text{ dBm}$		
$\Delta f (MHz)$	$P_{PXA,f_1} (dBm)$	$P_{PXA,f_2} (dBm)$
0,7	-7,199	-7,202
1	-7,190	-7,203
4	-7,086	-7,207
15	-6,538	-7,283
20	-6,265	-7,386
50	-4,949	-7,901
100	-3,436	-7,877

Tabla 4.10 Valores de potencia obtenidos en el PXA para la respuesta en frecuencia del amplificador que se realizó desde 700 a 1000 MHz, cuando la separación es de 20 MHz y 50 MHz.

$P_{PXA} (dBm)$		
$f (MHz)$	Separación 20 MHz	Separación 50 MHz
875	-	-11,862
880	-	-12,410
885	-	-12,941
890	-13,449	-13,449
895	-13,886	-13,886
900	-14,231	-14,231
905	-14,491	-14,491
910	-14,640	-14,640
915	-	-14,708
920	-	-14,696
925	-	-14,628

de las componentes de distorsión causados por cambios en la frecuencia de modulación. Por tanto, se puede considerar la memoria como una variación de las características de distorsión del DUT con el ancho de banda de la señal. Por esta razón, cuando se excita al amplificador con dos tonos a su entrada, el observar desviaciones de amplitud en los productos de intermodulación de tercer orden IM_3 , causadas por la diferencia entre tonos a la salida, es un indicio de que existen efectos de memoria en este dispositivo no lineal. Por este motivo, cuando se estudia el comportamiento de un amplificador no lineal, es importante utilizar como señal de prueba dos estímulos con separación variable para analizar cómo responde la IMD a la separación entre tonos. En la Figura 4.21 se observa que, desde una Δf de 10 Hz hasta una separación $\Delta f = 30 \text{ kHz}$, existe una asimetría entre las componentes de distorsión de tercer orden superior e inferior a medida que aumenta el distanciamiento entre ambos tonos, síntoma evidente de la presencia de efectos de memoria en el PA. Luego, desde 30 kHz hasta unos 4 MHz, no se producen estos efectos al ser los productos IM_3 muy parecidos. A partir de una $\Delta f = 4 \text{ MHz}$, coincidiendo con la variación de potencia de salida entre los dos tonos fundamentales a esa Δf vista en la Figura 4.20, se produce una subida en el nivel de señal de las componentes de distorsión *upper* y *lower* hasta un valor cercano a -10 dBm.

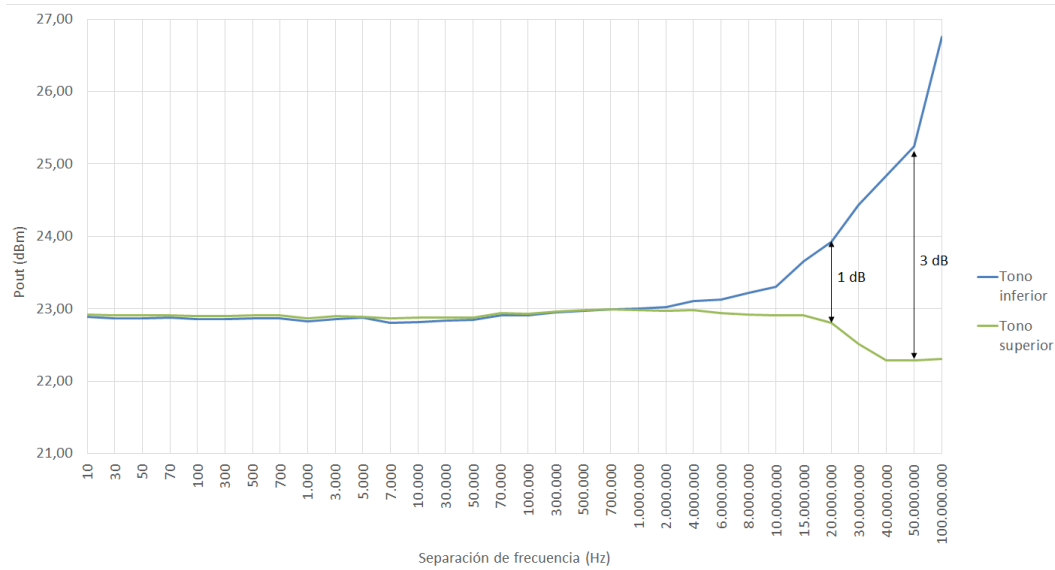


Figura 4.20 Potencia de salida del tono en f_1 y del tono en f_2 frente a la separación en frecuencia entre los dos tonos Δf .

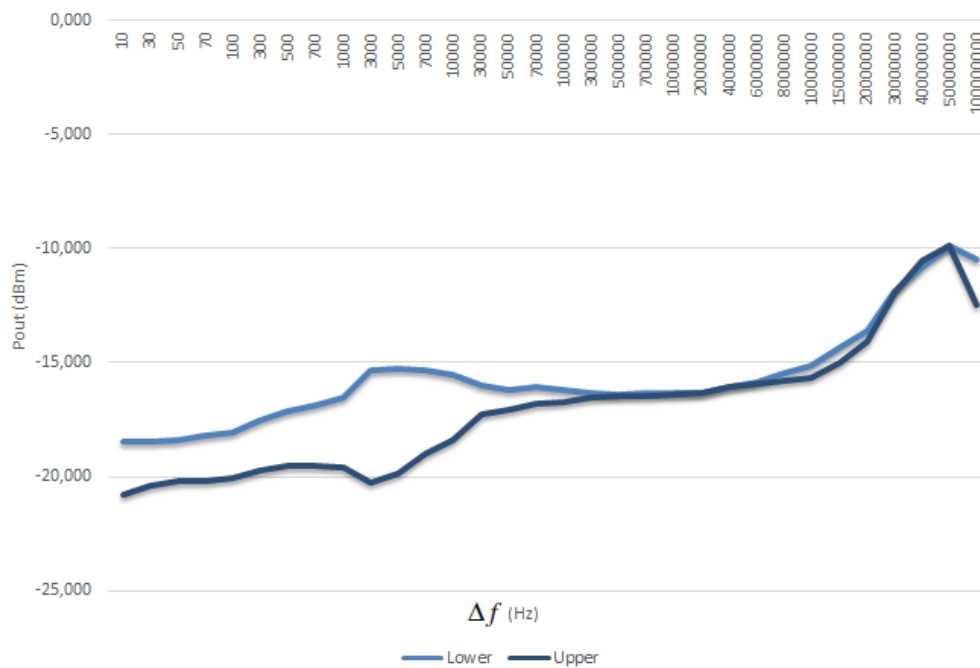


Figura 4.21 Potencia de salida de las componentes de intermodulación superior e inferior frente a la separación en frecuencia entre los dos tonos Δf .

4.4 Pruebas con señales de comunicaciones

A pesar de que todavía se emplean las técnicas de uno y dos tonos para caracterizar los dispositivos no lineales, hoy en día se buscan procedimientos que ofrezcan unos resultados más parecidos al régimen de operación final del dispositivo: transmisiones de señales de comunicaciones compuestas por una o varias portadoras moduladas por señales de información, que muestran un espectro continuo limitado en banda [30].

A continuación se va a explicar el análisis realizado en el laboratorio para caracterizar la distorsión cuando se excita al DUT a su entrada con una señal modulada. El montaje seguido fue el mismo que en la prueba de un tono, Figura 4.5. Para trabajar con este tipo de señales se utilizaron varios códigos de MATLAB® que habían sido elaborados previamente por el profesorado del departamento. La señal que se ha utilizado en esta ocasión se trata de una señal OFDM basada en la nueva tecnología de acceso radio 5G NR (*New Radio*).

Un aspecto importante de OFDM es la selección de la numerología, en particular el espaciamiento entre subportadoras (Δ) y la longitud del prefijo cíclico [49]. Recordando los conceptos básicos de OFDM, el prefijo cíclico, el cual se utiliza para eliminar la interferencia entre símbolos (ISI) que causa el multitrayecto en las comunicaciones inalámbricas, se trata de un intervalo de tiempo que precede a cada símbolo que forma la señal OFDM, durante el cual se transmite una réplica de la parte final del símbolo al que precede con el propósito de mantener la periodicidad cíclica del símbolo. A diferencia de LTE, NR soporta múltiples espaciamientos entre subportadoras que van desde 15 kHz hasta 240 kHz en potencia de dos (LTE sólo admite una separación entre subportadoras de 15 kHz).

En esta sección se obtendrán figuras de mérito para diferentes valores de Δ y diferentes anchos de banda. En concreto, para una frecuencia de 900 MHz, se realizaron medidas con una canalización de 30 MHz, 20 MHz, 10 MHz, 5 MHz, 1.4 MHz y 180 kHz. También para 900 MHz y un ancho de banda de canal de 30 MHz se efectuó una prueba con imperfecciones I/Q. Además, se caracterizó el amplificador para el resto de frecuencias de operación, esto es 700 MHz y 1000 MHz, con un ancho de banda de 30 MHz. En los párrafos siguientes se va a comentar el trabajo realizado.

En primer lugar, se cargó en el generador SMU la señal de envolvente compleja. Para ello, se tomaron muestras de dicha señal (componente en fase y cuadratura) durante 4 ms, gracias al fichero *genera_5GNR_multicarrier.m* de MATLAB®. La señal OFDM presentaba las siguientes características para una frecuencia de 900 MHz y una canalización de 30 MHz:

- Señal con una sola banda centrada en f_c
- Separación entre subportadoras: $\Delta = 30$ kHz
- Modulación de la señal de información: 16-QAM²
- Número de bloques de recursos activos³: $NPRB = 75$
- Número de subportadoras activas: $N_{sub,activas} = NPRB \cdot 12 = 900$
- Número total de subportadoras FFT: $N_{FFT} = 1024$
- Sobremuestreo (*oversampling*): $OVS = 3$
- Frecuencia de muestreo: $f_{sa} = \Delta \cdot N_{FFT} \cdot OVS = 92,16$ MHz
- Frecuencia de portadora: $f_c = 900$ MHz
- Número de slots⁴: $N_{slot} = 16$
- Número de símbolos OFDM: $16 \cdot 7 = 112$
- Duración del símbolo OFDM: $T_{simbOFDM} = \frac{1}{\Delta} = 33,33$ μ s
- Ancho de banda ocupado: $N_{sub,activas} \cdot \Delta = 900 \cdot 30$ kHz = 27 MHz
- Número de muestras: $N_{slots} \cdot T_{slot} \cdot f_{sa} = 368640$

Para el resto de canalizaciones a 900 MHz, el número de PRBs fue de 50, 25, 25, 6 y 1 respectivamente. El número de slots N_{slots} seguían siendo 16 para 20 y 10 MHz; en cambio,

² $M = 16$ símbolos (puntos en la constelación) de $k = \log_2(M) = 4$ bits.

³ Cada bloque de recursos (PRB) contiene 12 subportadoras adyacentes y 7 símbolos OFDM.

⁴ Cada slot contiene 7 símbolos OFDM de duración $T_{slot} = 0,25$ ms.

para un ancho de banda de 5 MHz, 1.4 MHz y 180 kHz, $N_{slots} = 8$. La separación entre subportadoras Δ se mantuvo en 30 kHz menos para estas tres últimas canalizaciones, que se empleó la separación mínima de 15 kHz. Por último, se tomaron muestras a una tasa de $f_{sa} = 92,16$ MHz para una canalización de 20 MHz, $f_{sa} = 46,08$ MHz para un $BW = 10$ MHz, $f_{sa} = 23,04$ MHz para un ancho de banda de 5 MHz, y $f_{sa} = 5,76$ MHz para las canalizaciones más pequeñas: 1.4 MHz y 180 kHz.

Antes de transmitir la señal al amplificador se aplicaron las técnicas de *Spectrum Shaping* y *clipping*. Ésta última se utiliza para reducir la PAPR que sufre la señal OFDM transmitida. La PAPR se define como la relación entre la potencia pico con respecto a la potencia promedio de una señal. La técnica de *clipping* truncará todas las muestras de la envolvente con las que se obtiene una PAPR que supere un cierto nivel determinado. En este caso, se deseaba una PAPR de 10,5 dB. Por otra parte, los sistemas de comunicaciones actuales, especialmente los de comunicaciones móviles, organizan las señales en muchos canales contiguos con un ancho de banda delimitado. En estos sistemas, la señal modulada en cada canal se filtra de forma precisa para evitar que la señal de un usuario penetre en un canal adyacente y ocasione interferencia. La técnica de *Spectrum Shaping* se encarga de darle forma al espectro de la señal OFDM mediante un filtro de coseno alzado RC (*raised cosine*), de manera que la caída exponencial de las bandas de transición que típicamente presenta el espectro de las señales OFDM no interfiera en los canales contiguos.

Una vez cargada la señal en la memoria interna del generador SMU, ésta se transmite al amplificador tras pasar por los dos preamplificadores TVA y llega al analizador de señal PXA, del que se obtienen las medidas necesarias para caracterizar la distorsión del dispositivo bajo prueba a través de un software especial. Todo esto se lleva a cabo al ejecutarse el fichero MATLAB® *myPApreampCant.m* del departamento. Los analizadores vectoriales de señal (VSA) son muy útiles para caracterizar señales moduladas utilizadas en comunicaciones, ya que están diseñados para medir datos complejos: señales con parte real e imaginaria⁵. Por lo tanto, un VSA tiene la capacidad de detectar vectorialmente una señal de entrada (mide magnitud y fase). Se trata, por ello, de un receptor de medida con una estructura similar a un receptor de comunicaciones digital [32]. Gracias al *89600 VSA software* del PXA fue posible realizar el análisis vectorial de la señal transmitida. Esta herramienta permite realizar un estudio del espectro de la señal en el dominio de la frecuencia. Además, al ser capaz de demodular la señal, proporciona medidas enfocadas en la modulación como, por ejemplo, la magnitud del vector error (EVM), etc.

Se efectuó un barrido de potencias en el generador, P_{gen} , desde -50 dBm hasta -27 dBm en saltos de 1 dB. A potencias más altas aparecía corriente en puerta con comportamiento inestable, por lo que se decidió realizar el barrido únicamente hasta -27 dBm. Es importante destacar que para los casos de 20 MHz, 10 MHz y para la prueba con imperfecciones el barrido se realizó hasta -28 dBm, ya que a -27 dBm los resultados que se obtenían no eran correctos. En el caso de 180 kHz, el barrido llegó sólo hasta -34 dBm (sin incluir -35 dBm), debido a que a potencias mayores se producían inestabilidades en las medidas que impedían una correcta adquisición y postprocesado de las mismas. En apartados posteriores se presentarán algunas figuras que verifican este hecho. Para conocer el nivel de señal a la entrada del DUT, P_{in} , se aplicó la corrección del camino de entrada G_{in} , cuyos valores se detallaron en la Tabla 4.3, a la frecuencia de operación que se estuviese empleando en ese momento, ya sea 700, 900 o 1000 MHz, de manera que $P_{in}(dBm) = P_{gen}(dBm) + G_{in}(dB)$.

A las medidas obtenidas en el analizador de señal PXA se les aplicó un postprocesado, el cual ya incluía la corrección del camino de salida L_{out} a la frecuencia de operación (ver Tabla 4.4),

⁵ En los sistemas de comunicaciones digitales se emplean señales complejas: forma de onda en fase y cuadratura.

de manera que se pudieron calcular los niveles de señal a la salida del amplificador, P_{out} . Una vez finalizado el postprocesado, la función *myPApreampCant.m* devuelve dos matrices \vec{X} e \vec{Y} . La matriz \vec{X} contiene las muestras de la envolvente escaladas para P_{gen} . Por otro lado, \vec{Y} se trata de una matriz en la que cada columna es una medida de la envolvente compleja a una potencia de salida diferente.

Por último, se ejecuta el fichero *analiza_medidas_OFDM_B.m* de MATLAB®. Gracias a este fichero se pudieron calcular y representar las figuras de mérito más importantes que se obtienen en la prueba con señales moduladas.

Aquí concluye el procedimiento seguido para la obtención de las medidas. A partir de este momento, se presentan las figuras de mérito más representativas para la prueba con señales de comunicaciones. Esta sección se va a dividir en tres subsecciones: en la primera se van a exponer las figuras para las tres frecuencias de operación para un ancho de banda de 30 MHz. Luego, en una segunda parte, se detallan las gráficas para la frecuencia de 900 MHz y las canalizaciones de 30, 20, 10, 5, 1.4 y 0.18 MHz. Finalmente, se hará una comparativa entre los resultados obtenidos para 900 MHz y BW=30 MHz con y sin imperfecciones artificiales.

4.4.1 Resultados según la frecuencia de operación

En esta primera parte se generaron señales a 700, 900 y 1000 MHz con un ancho de banda de 30 MHz. Considerando el barrido de potencia en el generador desde -50 dBm hasta -27 dBm y aplicando la corrección del camino de entrada G_{in} , el nivel de señal a la entrada del amplificador para 700 MHz iba desde -5,58 dBm hasta 17,42 dBm, aumentando de decibelio en decibelio. En el caso de 900 MHz, P_{in} fue de -6,08 dBm a 16,92 dBm, de nuevo en saltos de un decibelio. Por último, para la frecuencia de operación de 1000 MHz, la potencia de entrada aumentó desde -7 dBm hasta 16 dBm.

Excitando al PA con la potencia P_{in} más baja, la potencia de salida más pequeña era de 17,25 dBm, 17 dBm y 10,32 dBm para 700, 900 y 1000 MHz respectivamente. Por el contrario, con la P_{in} más alta del barrido, se obtuvo una P_{out} igual a 36,66 dBm en 700 MHz, 38 dBm en 900 MHz, y 32,88 dBm en 1000 MHz. Teniendo presente estos datos, la ganancia lineal obtenida a potencias bajas se encontraba en torno a 22,83 dB para una frecuencia de 700 MHz, en 23 dB para 900 MHz y en 17,31 dB para 1000 MHz. La ganancia, a la potencia más alta del barrido, se comprime hasta un valor de 19,24 dB en 700 MHz, hasta 21,08 dB para la frecuencia de 900 MHz, y hasta 16,87 dB en 1000 MHz. Toda esta información se recoge en la Figura 4.22 y la Figura 4.23.

En la Figura 4.24, la Figura 4.25 y la Figura 4.26 se muestra la característica AM-AM en las tres frecuencias de operación para la potencia promedio P_{in} más alta, según cada caso. Esta ganancia instantánea cuenta todo el camino hasta la salida del amplificador. Esa dispersión que se observa en las gráficas en forma de nube de puntos es producida por los efectos de memoria.

Por otro lado, en la Figura 4.27, la Figura 4.28 y la Figura 4.29 se presenta la característica AM-PM a la potencia promedio P_{in} más alta según la frecuencia. Se trata de la figura de mérito que describe la variación no lineal de la fase de la señal a la salida del PA con la amplitud de entrada. En la región lineal del amplificador, es decir, a potencias de excitación bajas, las curvas AM-AM y AM-PM tienden a una línea horizontal plana. En cambio, para potencias de entrada altas, dichas curvas comienzan a desviarse de la línea recta horizontal. En 700 MHz y en 1000 MHz el desfase está cercano a 0°, en torno a 2° y 3°. Cuando el desfase se encuentra por debajo de 20° la distorsión se considera medianamente débil. No obstante, a potencias altas en 900 MHz, el desfase supera los 30°, por lo que en este caso la distorsión es más notable.

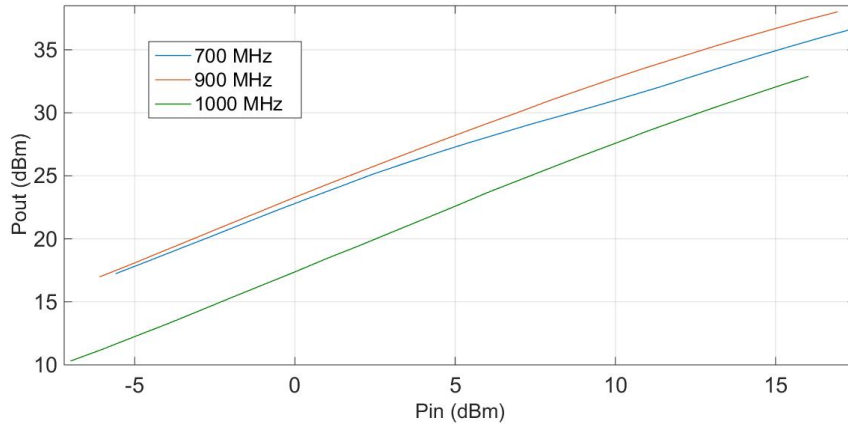


Figura 4.22 Potencia de salida promedio frente a potencia de entrada promedio cuando el amplificador se excita con una señal modulada.

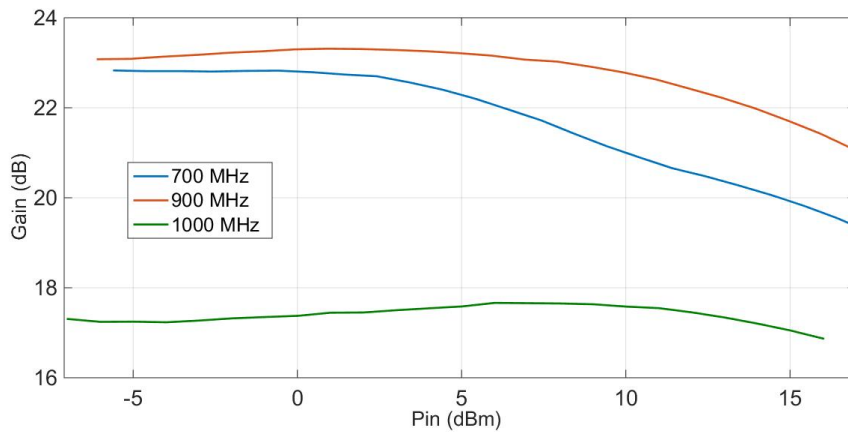


Figura 4.23 Ganancia promedio del amplificador frente a potencia de entrada promedio para un estímulo modulado.

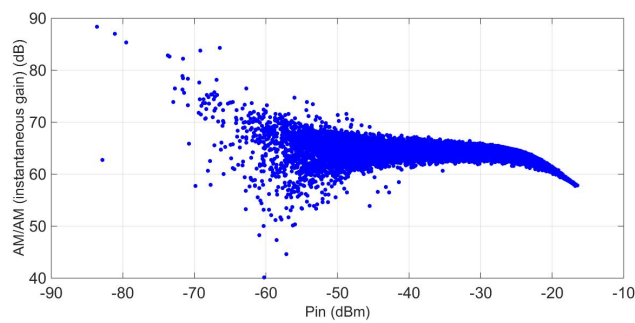


Figura 4.24 Ganancia instantánea frente a potencia de entrada instantánea para 700 MHz.

Recordando los conceptos teóricos del capítulo 3, cuando una señal modulada se distorsiona por las no linealidades presentes en el amplificador se generan nuevas componentes frecuenciales que no se encontraban en la señal de entrada, como son los armónicos y los productos de mezcla entre las componentes de frecuencias individuales del espectro (intermodulación) [35].

En la Figura 4.30 se tiene el espectro de la señal para la potencia de entrada más baja en

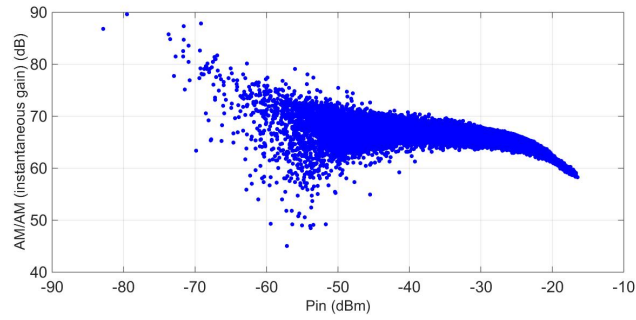


Figura 4.25 Ganancia instantánea frente a potencia de entrada instantánea para 900 MHz.

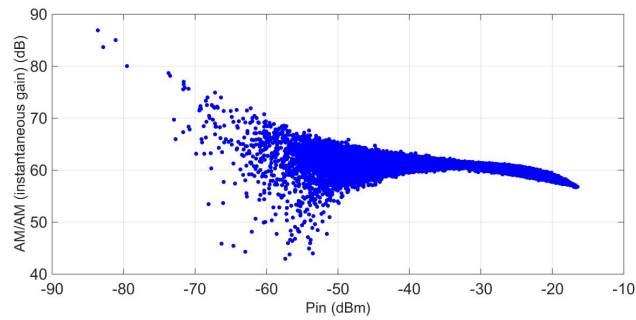


Figura 4.26 Ganancia instantánea frente a potencia de entrada instantánea para 1000 MHz.

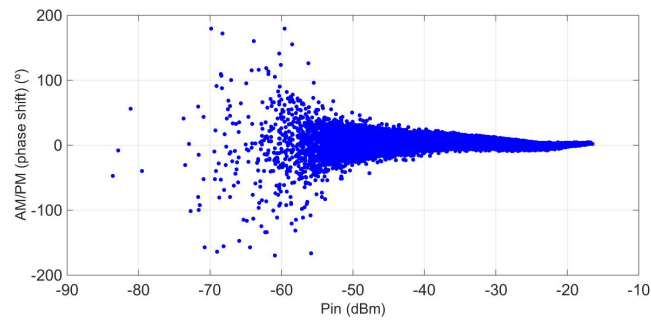


Figura 4.27 Desfase frente a la potencia de entrada instantánea para 700 MHz.

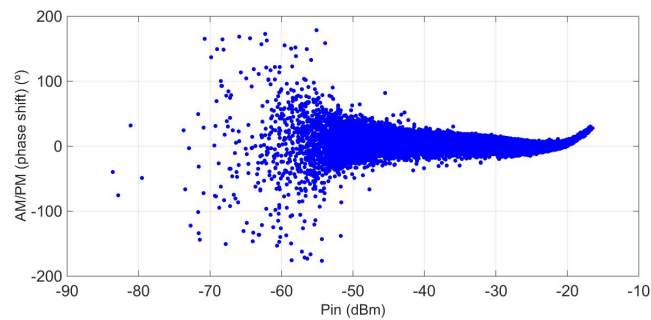


Figura 4.28 Desfase frente a la potencia de entrada instantánea para 900 MHz.

700, 900 y 1000 MHz. Se han centrado a cero y no a la frecuencia central para poder ver los tres espectros en la misma gráfica. A medida que aumenta el nivel de excitación a la entrada del dispositivo, abandonando la zona lineal y entrando en la región de saturación,

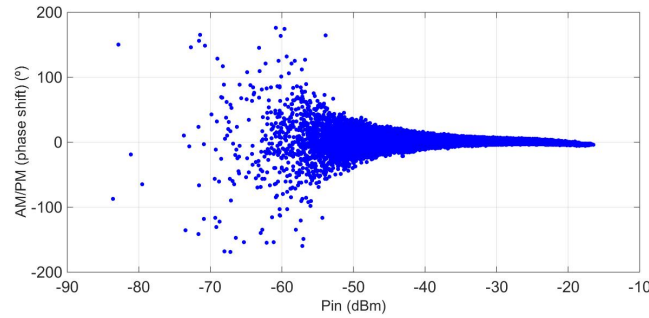


Figura 4.29 Desfase frente a la potencia de entrada instantánea para 1000 MHz.

el ancho de banda de la señal modulada se ensancha por las no linealidades de orden impar, es decir, por esas nuevas componentes espectrales originadas cercanas o adyacentes a la banda de señal de entrada. Esto es lo que se conoce como *recrecimiento espectral*, fenómeno que se observa en la Figura 4.31. La regeneración del espectro o *spectral regrowth* es un efecto característico de la distorsión en amplificadores de potencia asociado a la distorsión de intermodulación (IMD). El hecho de que se ensanche el espectro modulado puede provocar que la IMD de un usuario caiga en el canal reservado a otro usuario, ocasionándose una interferencia considerable denominada interferencia en el canal adyacente. Teniendo presente lo escaso y poblado que está el espectro, este suceso es un problema a considerar, ya que la distorsión de intermodulación no puede reducirse mediante filtrado, al caer dichos productos de mezcla/intermodulación impares muy cerca de la frecuencia fundamental.

Mediante la figura de mérito ACPR se puede caracterizar la distorsión fuera de banda (distorsión del canal adyacente). En la Figura 4.32 se representa la relación de potencia del canal adyacente superior e inferior en 700, 900 y 1000 MHz. Esas asimetrías entre el recrecimiento espectral a la izquierda y a la derecha se deben a los efectos de memoria, como se comentó en la página 31 de este trabajo. En 900 y en 1000 MHz estos efectos se producen en todo el barrido de potencia. En cambio, en 700 MHz, existen asimetrías excepto para una $P_{in} = -5,58$ dBm ($P_{out} = 17,25$ dBm) y una $P_{in} = 1,75$ dBm ($P_{out} = 24,51$ dBm).

Interesa que el ACPR sea lo más bajo posible, puesto que un alto ACPR implicaría un recrecimiento espectral significativo. Por este motivo, a los transmisores se les suele imponer unos requerimientos estrictos en cuanto a interferencia en canal adyacente que deben cumplir. Para el tipo de señal empleada, los niveles establecidos de distorsión fuera de banda están por debajo de -45 dBc para los canales adyacentes y por debajo de -50 dBc en los canales alternativos [1]. Se recuerda que en todo momento se busca el compromiso entre linealidad y eficiencia, es decir, el compromiso entre potencia de salida y nivel de distorsión. Por lo tanto, si se analiza de nuevo la Figura 4.32, para cumplir las especificaciones del sistema con un nivel determinado de distorsión, la potencia a la entrada del PA (P_{in}) no puede superar, en 700 MHz, el valor 0,53 dBm ni, aplicando la ganancia medida del amplificador, los 23,32 dBm a la salida (P_{out}) en el peor caso, esto es, para esta frecuencia, el canal adyacente superior. En 900 MHz, se llega al límite de -45 dBc en el peor caso de ACPR (canal adyacente superior) para una $P_{in} = -0,82$ dBm y una $P_{out} = 22,44$ dBm. Para la frecuencia de 1000 MHz, el valor permitido de interferencia en canal adyacente se alcanza para una $P_{in} = 4$ dBm y una $P_{out} = 21,55$ dBm en el peor caso, el cual se da nuevamente para el canal adyacente superior. Por encima de estos niveles de señal, se considera que el *spectral regrowth* es grande.

Se puede subrayar, también, que para 900 y 1000 MHz el recrecimiento espectral es mayor en el canal adyacente superior durante todo el barrido. No obstante, en 700 MHz, la interferencia es más alta en el canal adyacente superior durante casi todo el barrido salvo en el rango de

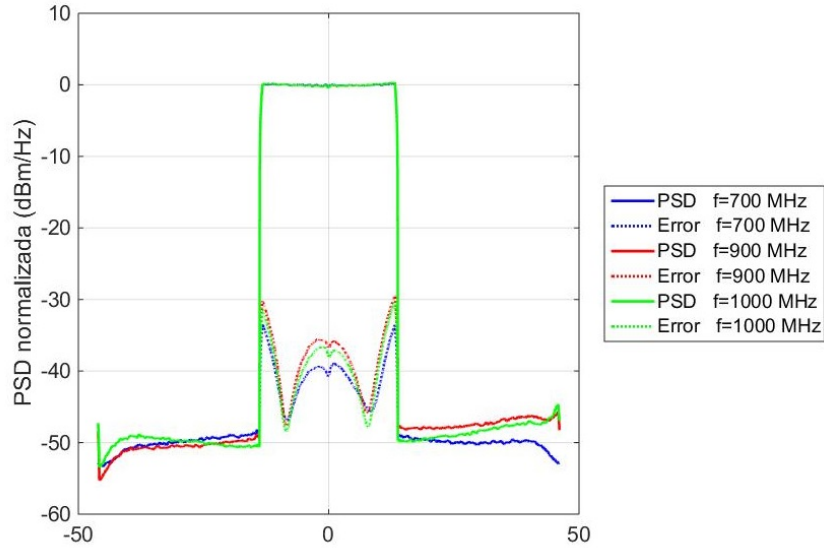


Figura 4.30 Espectros de salida en las tres frecuencias fundamentales, a la potencia de entrada más baja, cuando el amplificador es estimulado con una señal modulada.

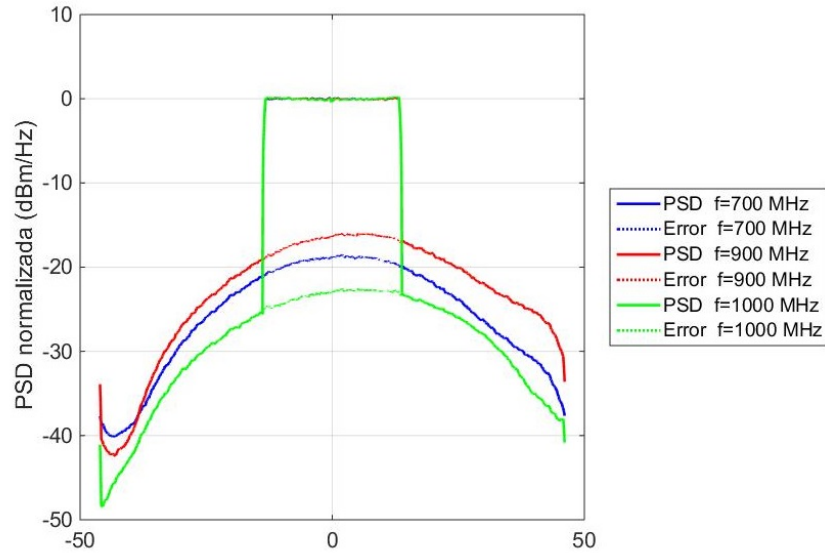


Figura 4.31 Espectros de salida en las tres frecuencias fundamentales, a la potencia de entrada más alta, cuando el amplificador es estimulado con una señal modulada.

P_{in} que va desde 1,75 dBm ($P_{out} = 24,45$ dBm) a 10,6 dBm ($P_{out} = 31,45$ dBm), donde el ACPR inferior es mayor.

Los valores máximos alcanzados de ACPR, para la potencia de excitación empleada más alta, son -27,16 dBc y -24,97 dBc para el canal adyacente inferior y superior respectivamente, en 700 MHz. Luego, en 900 MHz, el ACPR máximo en este barrido es igual a -25,2 dBc para el $ACPR^-$ y -21,07 dBc para el $ACPR^+$. Finalmente, en el caso de 1000 MHz, el valor más alto de ACPR para el canal inferior y superior es -31 dBc y -27,39 dBc.

Otra figura de mérito que se suele obtener en estas pruebas es el error cuadrático medio normalizado (NMSE). Se trata de una estimación acerca de cuánto se desvían los valores medidos de los valores ideales o esperados. A menor valor de NMSE, el error será menor.

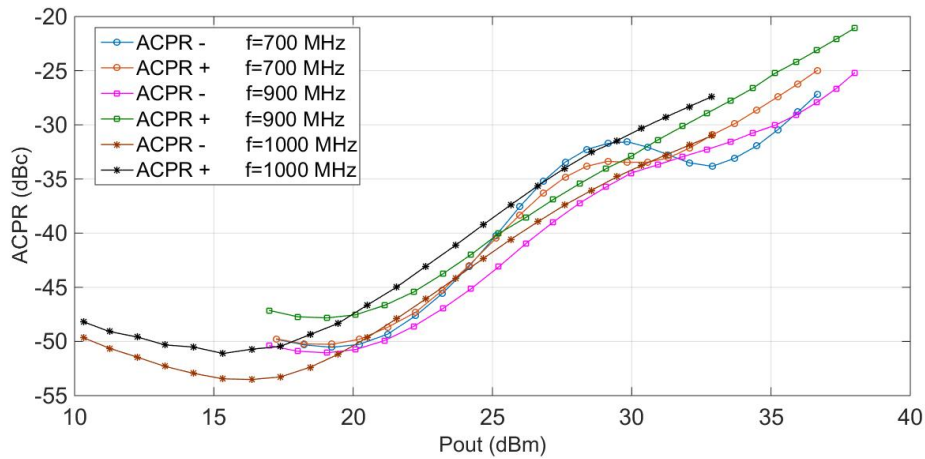


Figura 4.32 ACPR del canal adyacente inferior (-) y superior (+) para las tres frecuencias de operación, frente a la potencia de salida, cuando el amplificador es estimulado con una señal modulada.

En la Figura 4.33 se puede ver que, a medida que el amplificador es estimulado con una potencia mayor y el comportamiento no lineal del PA se hace más patente, el NMSE aumenta. Examinando la figura, se observa que, para altos niveles de excitación, la distorsión es mayor en 900 MHz.

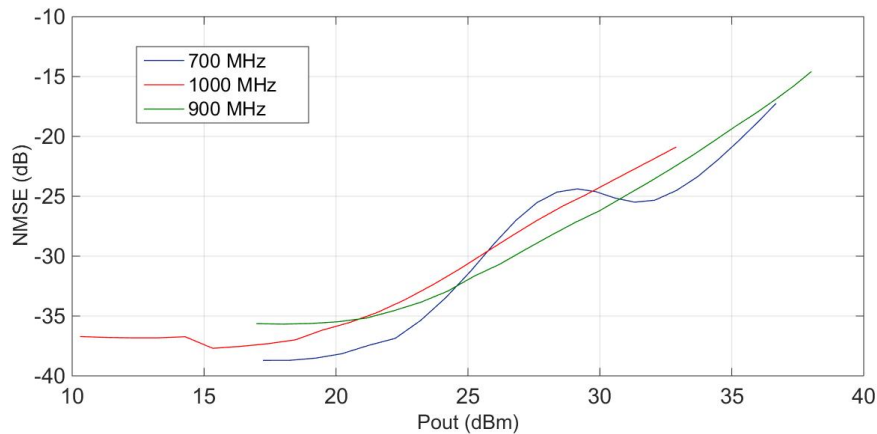


Figura 4.33 NMSE frente a la potencia de salida para las tres frecuencias de operación cuando el amplificador es estimulado con una señal modulada.

Además de la distorsión en canal adyacente se produce distorsión cocal de aquellas componentes de intermodulación que caen dentro del canal deseado. En el dominio de la modulación esto se aprecia en la distorsión de la constelación. Cuando se emplean señales moduladas los símbolos transmitidos y recibidos se mapean en una constelación de puntos. A potencias de entrada bajas los puntos están muy cercanos al teórico, es decir, no existe apenas distorsión, como se puede apreciar en las figuras 4.34a, 4.35a y 4.36a. Sin embargo, en el momento en el que el amplificador es excitado con una potencia mayor y la no linealidad se hace más significativa, los símbolos transmitidos se desvían o se dispersan de los ideales de manera considerable. Este suceso se visualiza en las figuras 4.34b, 4.35b y 4.36b.

En estas últimas imágenes se comprueba que a la P_{in} más alta del barrido la constelación

inicial se ha transformado en otra con los puntos más dispersos alrededor de las 16 posiciones ideales, mostrándose con ello menos espacio entre los distintos símbolos. En el caso de 900 MHz, la imperfección es tan importante que se llegan a distorsionar los límites de decisión, aumentando así la tasa de error del sistema. Esto puede ocasionar la pérdida de la información ⁶.

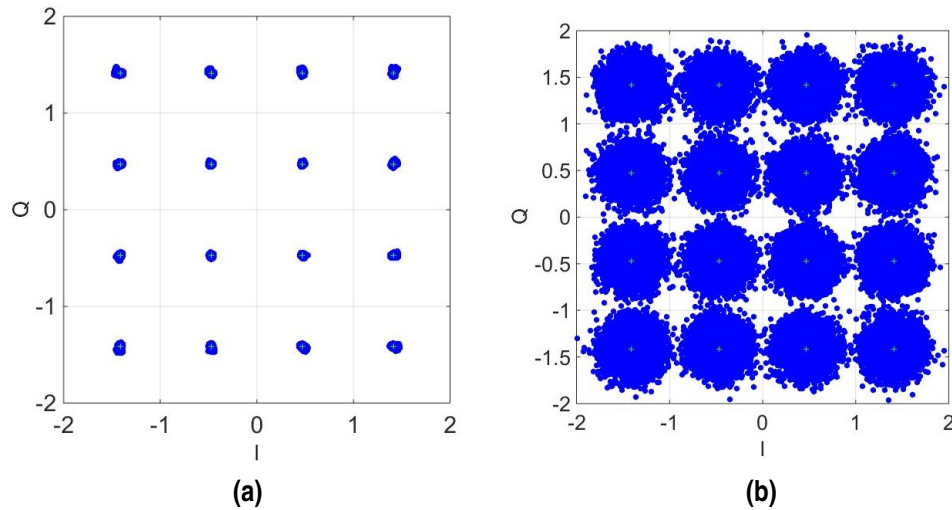


Figura 4.34 Constelación de la señal para la potencia de entrada más baja (a) y la más alta (b) a 700 MHz.

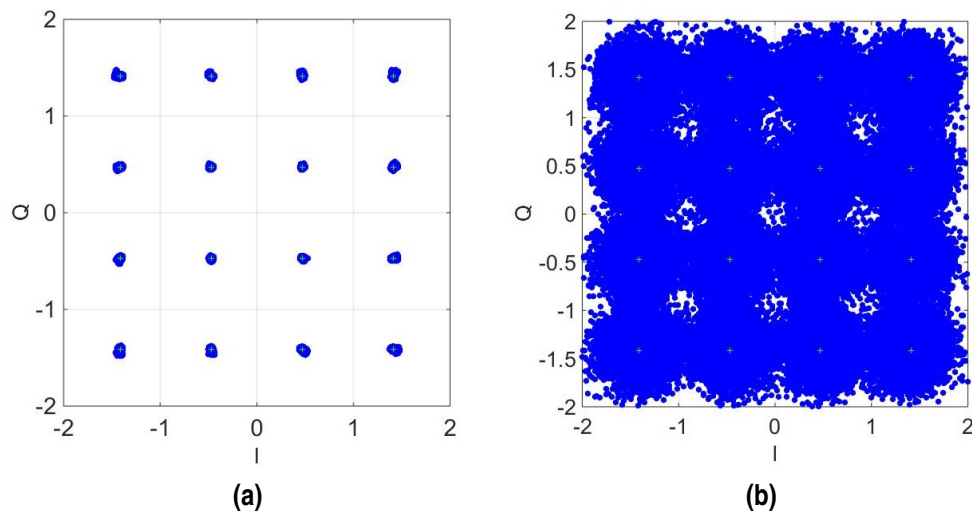


Figura 4.35 Constelación de la señal para la potencia de entrada más baja (a) y la más alta (b) a 900 MHz.

Una figura de mérito muy interesante para caracterizar la distorsión cocanal o en banda es la magnitud del vector error (EVM), la cual mide la diferencia entre el símbolo medido y el

⁶ Los errores serán más graves en función de la modulación empleada. Por ejemplo, los puntos de la constelación en una QPSK están muy espaciados, por lo que las especificaciones en cuanto a errores no serán tan estrictas como en una QAM de alto orden, donde los puntos en la constelación están muy cercanos y una distorsión considerable podría deteriorar seriamente la transmisión [1].

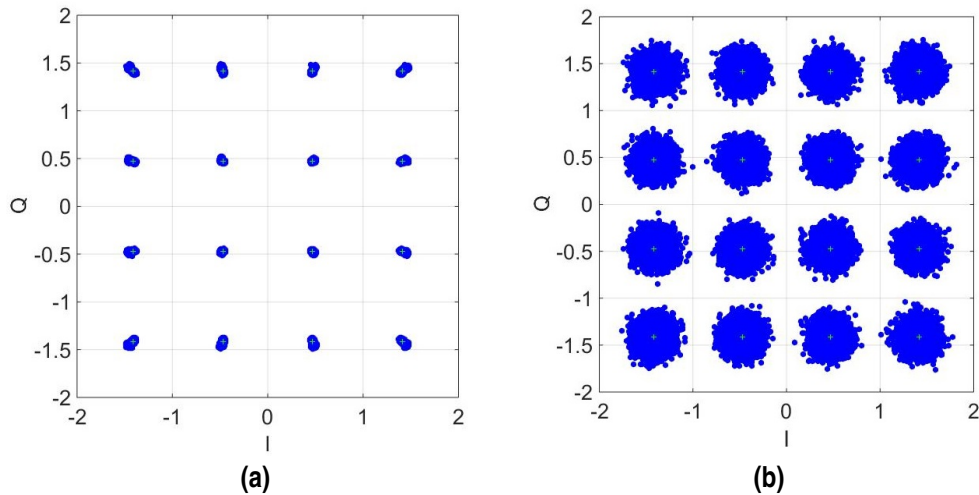


Figura 4.36 Constelación de la señal para la potencia de entrada más baja (a) y la más alta (b) a 1000 MHz.

ideal. Se expresa en tanto por ciento. En la Figura 4.37 se aprecia que a potencias de entrada no muy elevadas EVM estará por debajo del 2 % para las tres frecuencias. Concretamente en 700 MHz se tiene una EVM del 1,18 %, en 900 MHz su valor es del 1,67 % y en 1000 MHz del 1,48 %. Conforme la potencia a la entrada del PA se incrementa, la distorsión no lineal es más evidente y la EVM aumenta. La máxima EVM obtenida a la potencia más alta utilizada fue del 12,9 % para 700 MHz, del 17,67 % para 900 MHz y del 8,5 % para 1000 MHz.

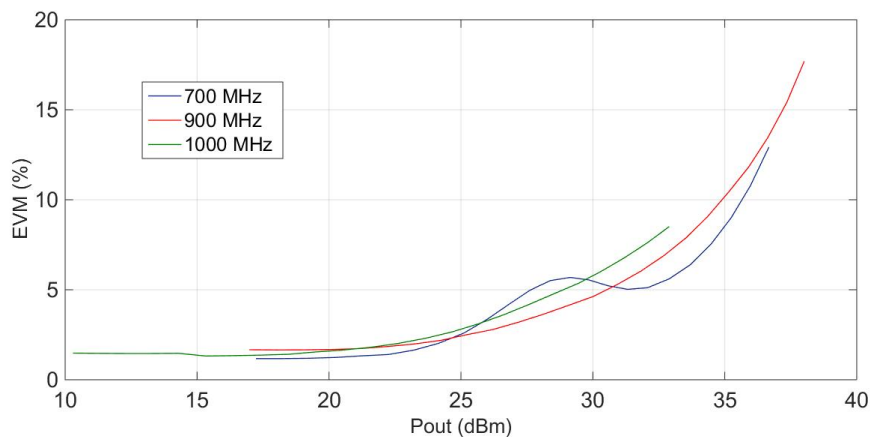


Figura 4.37 EVM frente a la potencia de salida para las tres frecuencias de operación cuando el amplificador es estimulado con una señal modulada.

Se ha visto anteriormente que las entidades reguladoras suelen imponer reglas o normas muy estrictas en cuanto al recircimiento espectral. En la Figura 4.40 se expone la PAE frente al ACPR en el peor caso para cada una de las tres frecuencias de operación. La eficiencia se ha calculado a partir de la ecuación (4.1). Conociendo P_{in} y P_{out} en todo el barrido, siendo $V_{DS} = 28$ V e I_D la corriente de drenador obtenida para cada señal generada se consigue la PAE. En la Figura 4.39 se representa dicha corriente frente a la potencia de entrada P_{in} . Para cumplir con el límite de -45 dBc en el peor caso, la máxima PAE que se alcanzaría sería del 3,3 % en 700 MHz. Para las otras dos frecuencias, el valor de PAE estaría alrededor del 2,4 %

para 900 MHz y ligeramente por encima del 2% para 1000 MHz.

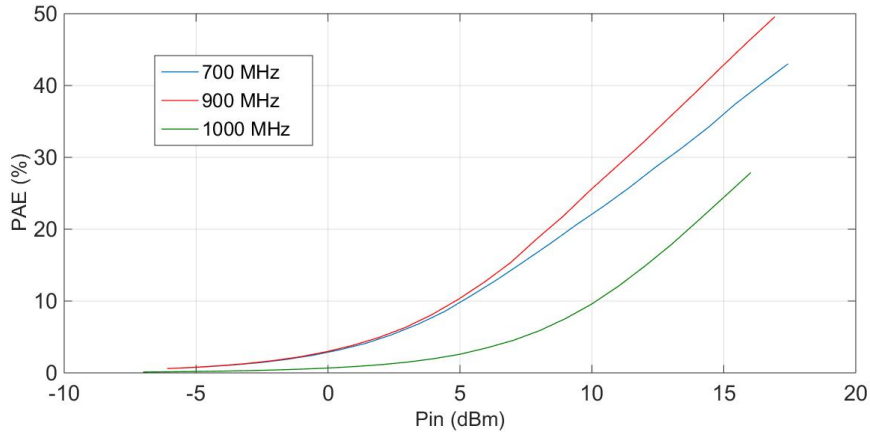


Figura 4.38 Eficiencia de potencia añadida (PAE) frente a la potencia de entrada para 700, 900 y 1000 MHz.

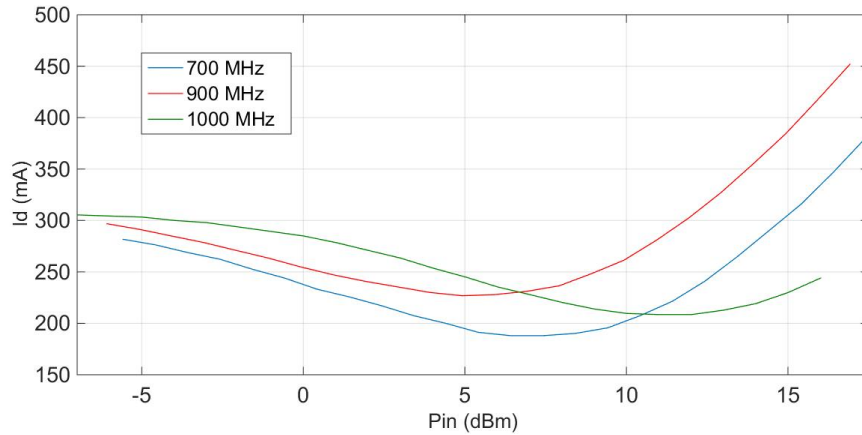


Figura 4.39 Corriente de drenador para las tres frecuencias en la prueba con señales moduladas.

4.4.2 Resultados según el ancho de banda

En este apartado se van a comentar los diferentes resultados obtenidos cuando se generan señales con distintos anchos de banda a la frecuencia fija de 900 MHz. En concreto, se utilizaron canalizaciones de 20, 10, 5 y 1.4 MHz, además de la de 180 kHz. Las figuras de mérito conseguidas para esta variedad de casos se compararán con las obtenidas para 30 MHz, las cuales ya se han evaluado en el apartado anterior.

Al igual que en la subsección anterior, se detalla en primer lugar la potencia de salida al amplificador frente a la potencia de excitación, Figura 4.41 y Figura 4.42.

Se aplicó el mismo barrido de potencia en el generador, P_{gen} , desde -50 dBm hasta -27 dBm en pasos de 1 dB, llegando a la entrada del amplificador, una vez aplicada la ganancia del camino de entrada, una potencia P_{in} que fue desde -6,08 dBm hasta 16,92 dBm para las canalizaciones de 30 MHz, 5 MHz y 1.4 MHz. Se comentó en la página 51 que en 20 MHz y 10 MHz se producían inestabilidades en las medidas para -27 dBm de potencia en el generador, por lo que se optó por llegar hasta $P_{gen} = -28$ dBm ($P_{in} = 15,92$ dBm). Esa página recoge también

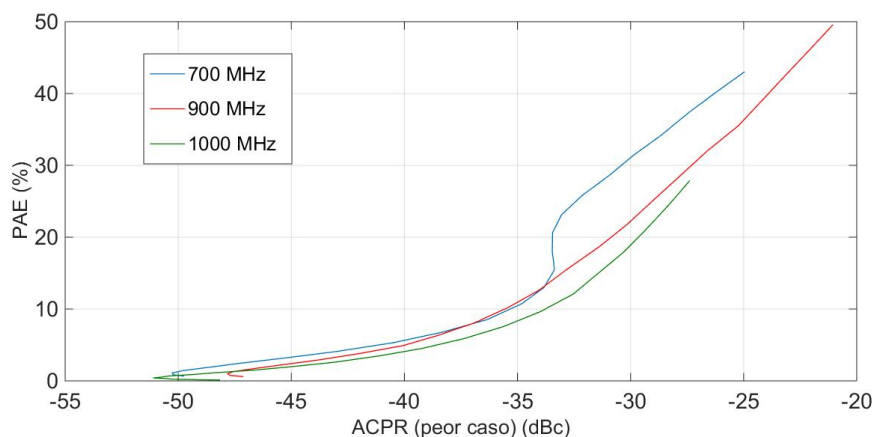


Figura 4.40 Eficiencia de potencia añadida (PAE) frente al ACPR en el peor caso para 700, 900 y 1000 MHz.

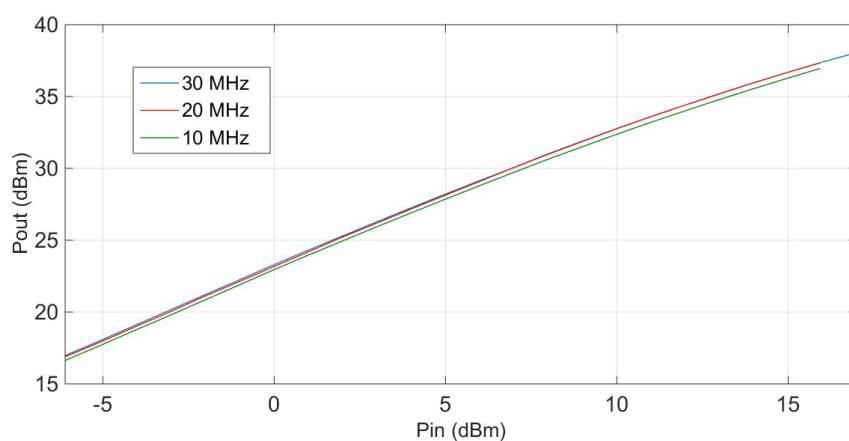


Figura 4.41 Potencia de salida promedio frente a potencia de entrada promedio para diferentes canalizaciones en la frecuencia de operación 900 MHz.

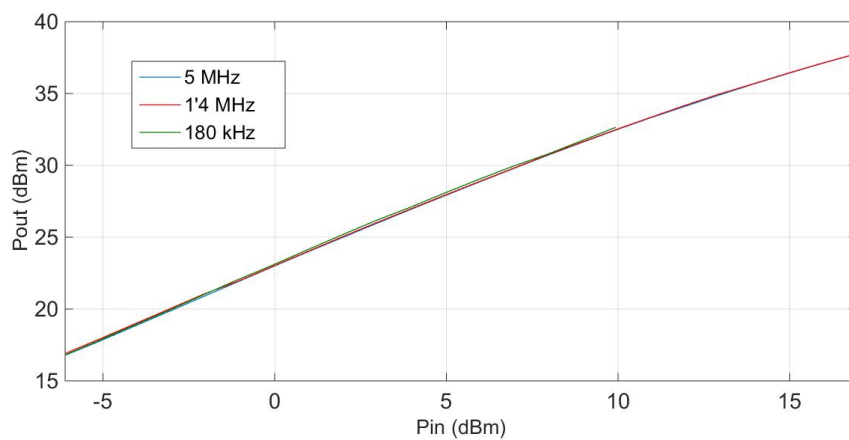


Figura 4.42 Potencia de salida promedio frente a potencia de entrada promedio para diferentes canalizaciones en la frecuencia de operación 900 MHz.

que para 180 kHz, P_{gen} va desde -50 dBm hasta -34 dBm, excluyendo -35 dBm, por culpa de pequeñas interferencias que se colaron en el resto de medidas, por lo que tuvieron que ser desechadas. En la Figura 4.97 se tiene un ejemplo.

Para la potencia de entrada más pequeña, $P_{in} = -6,08$ dBm, se obtiene una potencia a la salida de 17 dBm, 16,91 dBm, 16,65 dBm, 16,8 dBm y 16,93 dBm para las canalizaciones de 30, 20, 10, 5 y 1.4 MHz respectivamente. Por lo tanto, la ganancia a potencias bajas se encuentra alrededor de 23 dB, como se puede apreciar en la Figura 4.43 y en la Figura 4.44.

Para la potencia más alta a la entrada, $P_{in} = 16,92$ dBm, se tiene a la salida del PA una potencia de 38 dBm, 37,74 dBm y 37,76 dBm para las canalizaciones de 30, 5 y 1'4 MHz. Para el caso de 20 y 10 MHz, a $P_{in} = 15,92$ dBm se alcanza una P_{out} igual a 37,33 dBm y 36,94 dBm respectivamente. Por consiguiente, a estos niveles de señal, la ganancia disminuye o se comprime hasta un valor de 21,08 dB en 30 MHz, 21,41 dB en 20 MHz, 21,02 dB en 10 MHz, 20,82 dB en 5 MHz y 20,84 dB en 1.4 MHz.

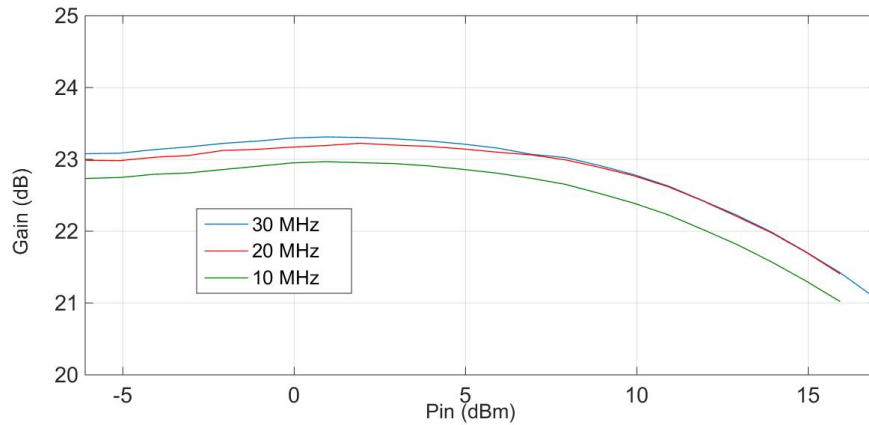


Figura 4.43 Ganancia promedio frente a potencia de entrada promedio para diferentes canalizaciones en la frecuencia de operación 900 MHz.

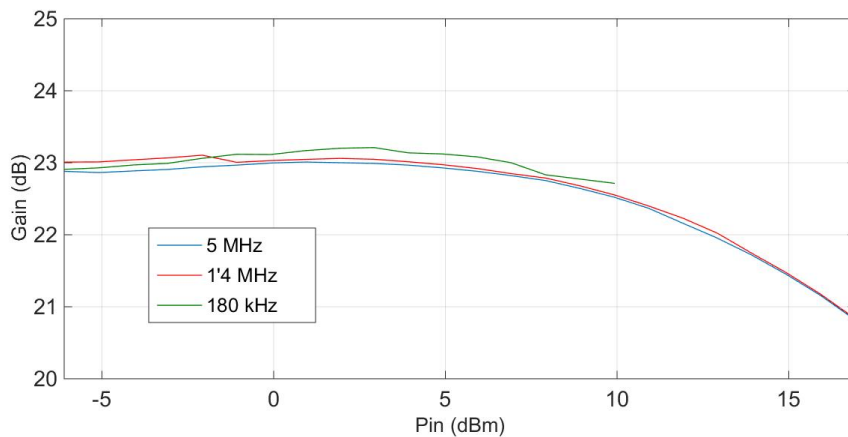


Figura 4.44 Ganancia promedio frente a potencia de entrada promedio para diferentes canalizaciones en la frecuencia de operación 900 MHz.

Las gráficas que van desde la Figura 4.45 hasta la Figura 4.56 representan la característica AM-AM y AM-PM frente a la potencia instantánea, para la potencia promedio P_{in} más alta.

Se puede ver que a medida que disminuye el ancho de banda la dispersión de las gráficas es menor y, por tanto, los efectos de memoria son menos notorios. El desfase en 30 MHz supera los 30° , tal y como se vio en la subsección anterior.

Luego, en 20 MHz, se obtiene un valor de $22,25^\circ$, en 10 MHz se presenta un desfase de $20,07^\circ$, en 5 MHz de $29,5^\circ$, en 1'4 MHz de $25,4^\circ$ y en 180 kHz está muy cercano a 0° .

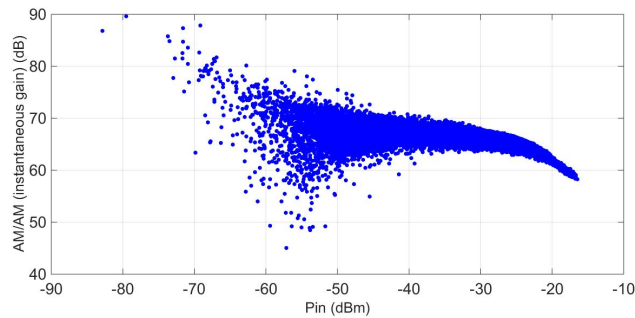


Figura 4.45 Ganancia instantánea frente a potencia de entrada instantánea para una canalización de 30 MHz en la frecuencia de 900 MHz.

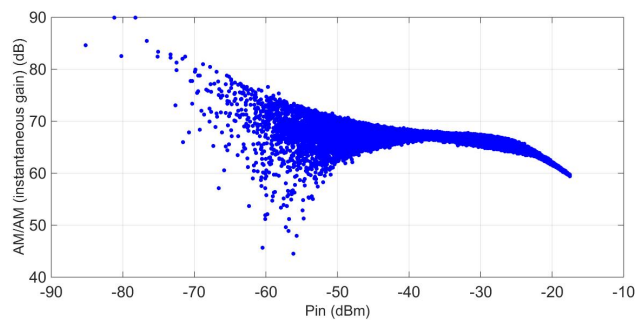


Figura 4.46 Ganancia instantánea frente a potencia de entrada instantánea para una canalización de 20 MHz en la frecuencia de 900 MHz.

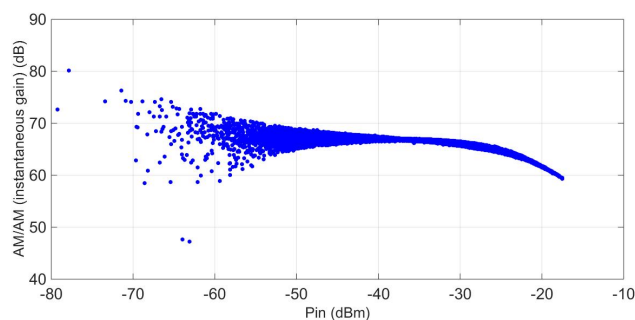


Figura 4.47 Ganancia instantánea frente a potencia de entrada instantánea para una canalización de 10 MHz en la frecuencia de 900 MHz.

A la izquierda de la Figura 4.57, la Figura 4.58, la Figura 4.59, la Figura 4.60, la Figura 4.61 y la Figura 4.62 se muestra el espectro de la señal modulada a la salida del amplificador para las distintas canalizaciones analizadas, a la potencia de entrada P_{in} más pequeña del barrido. Recordando lo comentado en la Subsección 4.4.1, conforme se incrementa el nivel de excitación a la entrada del PA, el espectro de la señal se ensancha debido a la no linealidad

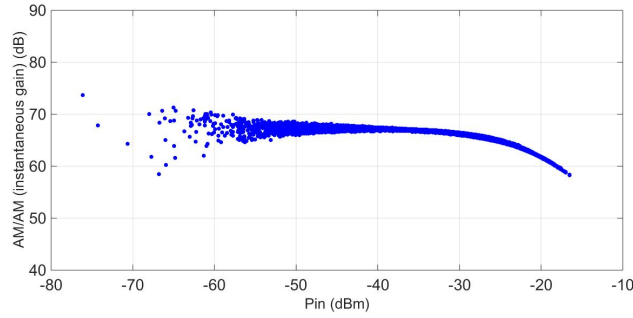


Figura 4.48 Ganancia instantánea frente a potencia de entrada instantánea para una canalización de 5 MHz en la frecuencia de 900 MHz.

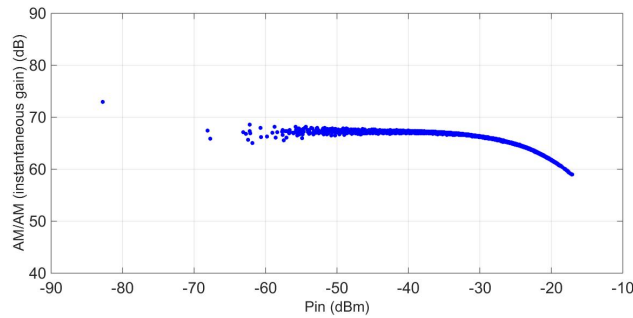


Figura 4.49 Ganancia instantánea frente a potencia de entrada instantánea para una canalización de 1.4 MHz en la frecuencia de 900 MHz.

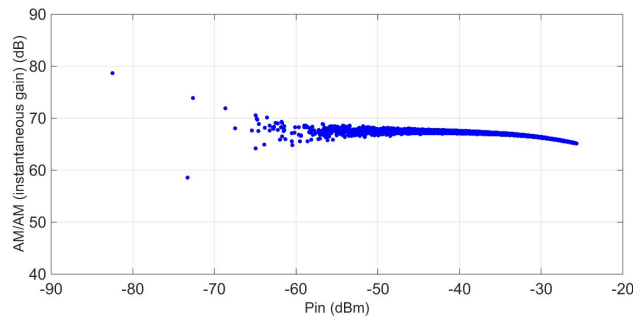


Figura 4.50 Ganancia instantánea frente a potencia de entrada instantánea para una canalización de 180 kHz en la frecuencia de 900 MHz.

del dispositivo. Este recrecimiento espectral puede observarse a la derecha de esas figuras, donde se muestra el espectro de salida a la potencia P_{in} más alta. La distorsión fuera de banda se mide por la cantidad de potencia de distorsión que se introduce en los canales adyacentes al canal asignado. Para ello, se emplea la relación de potencia del canal adyacente (ACPR). Esta figura de mérito se visualiza en la Figura 4.63 y en la Figura 4.64. En ellas se ve que la interferencia introducida en los canales adyacentes es mayor para el ancho de banda más grande (30 MHz) y a medida que el ancho de banda disminuye, la interferencia también lo hace.

Para cumplir con los requerimientos de ACPR por debajo de -45 dBc, la máxima potencia de salida P_{out} que se puede obtener con una canalización de 30 MHz es 22,44 dBm en el peor caso, es decir, en el canal adyacente superior. Por otro lado, en 20 MHz el límite se alcanza en el peor caso, nuevamente el canal adyacente superior, para un nivel de excitación a la

entrada P_{in} de 0,12 dBm ($P_{out} = 23,28$ dBm). Para una canalización de 10 MHz ese valor de ACPR se supera a partir de una potencia de entrada en torno a 0,9 dBm ($P_{out} = 23,86$ dBm) en el canal adyacente superior (peor caso). Luego, en 5 MHz, el valor de -45 dBc se alcanza para una $P_{in} = 1,3$ dBm ($P_{out} = 24,31$ dBm) en el peor caso, que en esta ocasión es el canal adyacente superior pero por muy poco. Seguidamente, para una canalización de 1.4 MHz la norma establecida para el ACPR se obtiene para una $P_{in} = 2,59$ dBm ($P_{out} = 25,65$ dBm) en el peor caso: canal adyacente inferior. Por último, en 180 kHz, el nivel de ACPR que establece la norma se obtiene para una $P_{in} = -3,34$ dBm y una $P_{out} = 19,62$ dBm en el peor caso (canal adyacente inferior).

En 30 MHz se observan asimetrías entre el recrecimiento espectral a la izquierda y a la derecha en todo el barrido de potencia por la presencia de efectos de memoria. Conforme el ancho de banda se reduce, las asimetrías entre el ACPR inferior y superior son menores. De hecho, para la canalización de 20 MHz, cuando se aplica un nivel de excitación a la entrada del amplificador P_{in} entre 5,76 dBm y 6,4 dBm, esto es una P_{out} entre 28,6 dBm y 30 dBm, el ACPR superior e inferior son prácticamente el mismo. Para 5 MHz esto ocurre para una P_{in} igual a 2,17 dBm y 9,31 dBm, esto es una $P_{out} = 25,15$ dBm e igual a 31,91 dBm respectivamente. Además, únicamente en el intervalo de potencias entre esos dos valores el ACPR inferior será más alto que el ACPR superior. En la canalización de 1.4 MHz existen asimetrías casi para todo el barrido hasta una $P_{in} = 12$ dBm ($P_{out} = 34,6$ dBm), donde el recrecimiento a ambos lados es muy parecido. Al final, en 180 kHz, se tiene el mismo nivel de ACPR en ambos lados cuando se estimula al PA con una potencia de entrada de 9,1 dBm, o sea con una potencia a la salida de 31,86 dBm. Además, a partir de este valor el ACPR superior es mayor que el inferior.

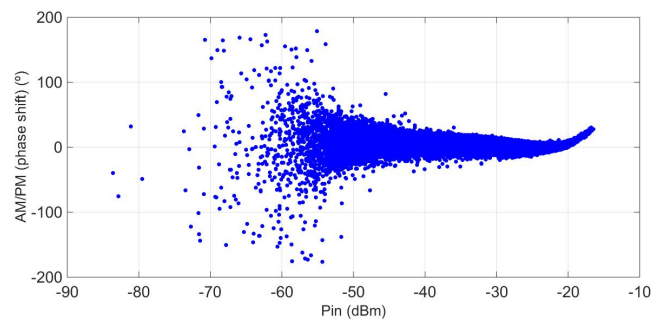


Figura 4.51 Desfase frente a potencia de entrada instantánea para una canalización de 30 MHz en la frecuencia de 900 MHz.

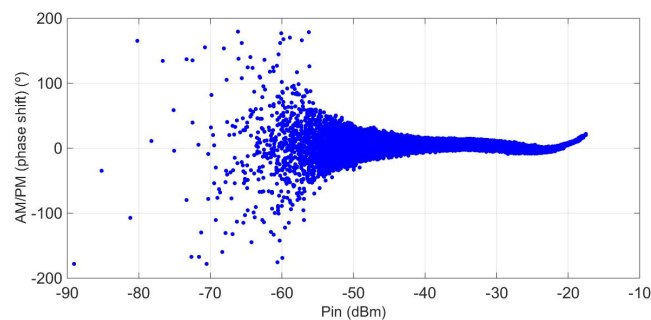


Figura 4.52 Desfase frente a potencia de entrada instantánea para una canalización de 20 MHz en la frecuencia de 900 MHz.

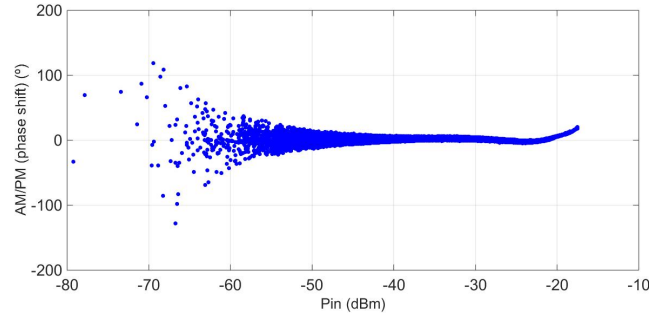


Figura 4.53 Desfase frente a potencia de entrada instantánea para una canalización de 10 MHz en la frecuencia de 900 MHz.

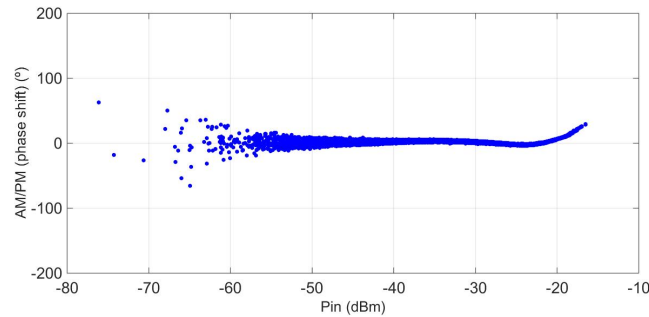


Figura 4.54 Desfase frente a potencia de entrada instantánea para una canalización de 5 MHz en la frecuencia de 900 MHz.

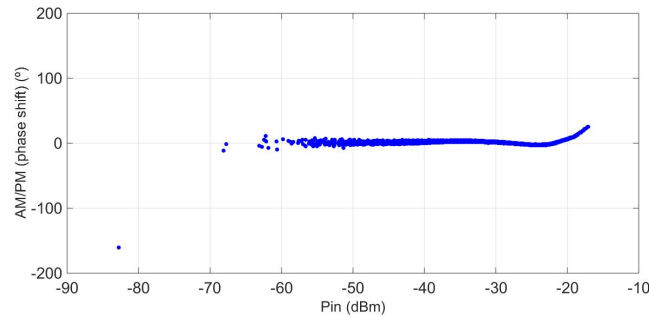


Figura 4.55 Desfase frente a potencia de entrada instantánea para una canalización de 1.4 MHz en la frecuencia de 900 MHz.

Los valores máximos de ACPR alcanzados para la potencia de excitación empleada más alta en cada caso son -25,2 dBc y -21,07 dBc para $ACPR^-$ y $ACPR^+$ respectivamente en 30 MHz. Para 20 MHz, estos valores son -26,64 dBc en el $ACPR^-$ y -24 dBc en el $ACPR^+$. Para una canalización de 10 MHz, el $ACPR^- = -26,86$ dBc y el $ACPR^+ = -25,65$ dBc. Para 5 MHz, el $ACPR^- = -25$ dBc y el $ACPR^+ = -24,55$ dBc. Luego, en la canalización de 1.4 MHz, tanto el ACPR inferior como el superior tienen un valor de -26,78 dBc. Finalmente, para 180 kHz, el $ACPR^-$ más alto es igual a -29,13 dBc y el superior $ACPR^+ = -29,06$ dBc.

La siguiente figura de mérito se trata del NMSE, el cual aparece en la Figura 4.65 y en la Figura 4.66. Se puede observar que el error cuadrático es mayor para la canalización de 30 MHz y que, según disminuye el ancho de banda, el NMSE es más negativo y, por tanto, la distorsión es menor.

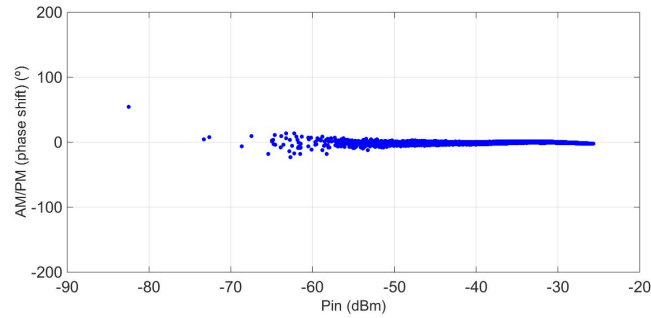


Figura 4.56 Desfase frente a potencia de entrada instantánea para una canalización de 180 kHz en la frecuencia de 900 MHz.

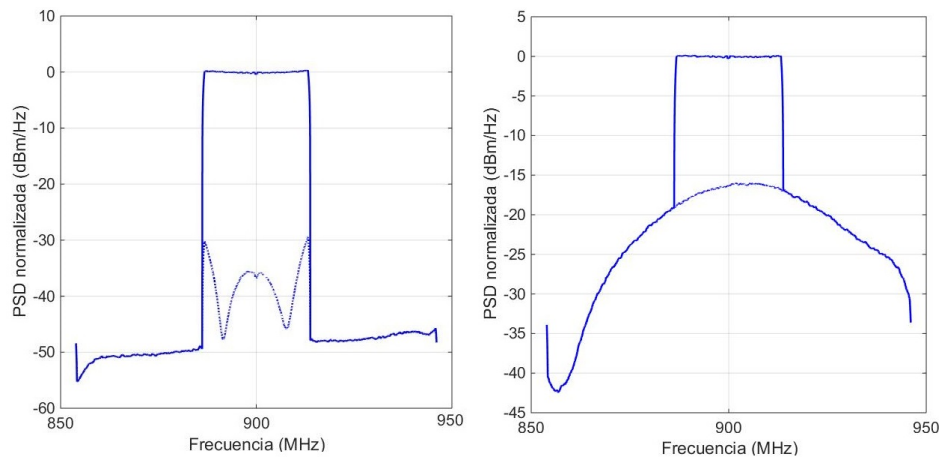


Figura 4.57 Espectro de salida para la canalización de 30 MHz. A la izquierda se tiene el espectro a la potencia más baja y a la derecha el espectro a la potencia más alta.

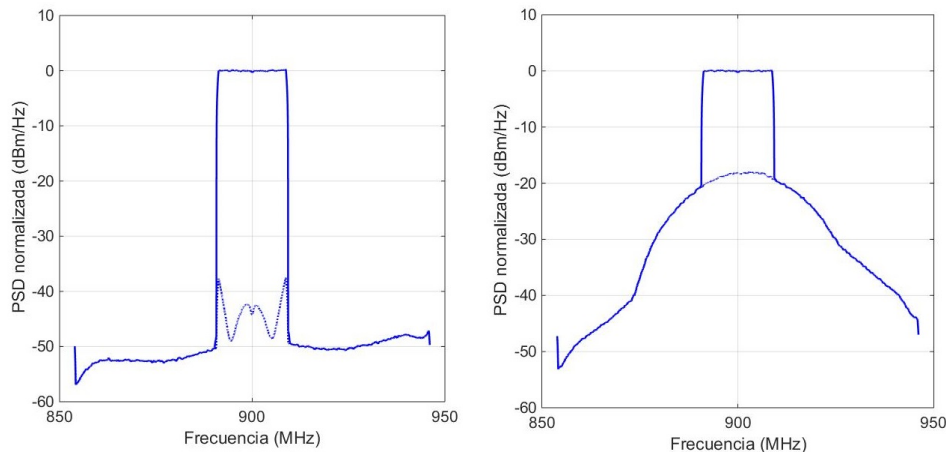


Figura 4.58 Espectro de salida para la canalización de 20 MHz. A la izquierda se tiene el espectro a la potencia más baja y a la derecha el espectro a la potencia más alta.

En la Figura 4.67 y en la Figura 4.68 se representa la magnitud del vector error (EVM) para las distintas canalizaciones. Puede verse que el mayor valor de EVM se da para 30 MHz en todo el barrido. La EVM mínima para el resto de anchos de banda es 1,1 % para 20 MHz, 0,97 % para 10 MHz, 0,98 % para 5 MHz, 1,03 % para 1.4 MHz y 3,58 % para 180 kHz. Cuando se excita al amplificador con una potencia mayor, la constelación de los símbolos transmitidos y

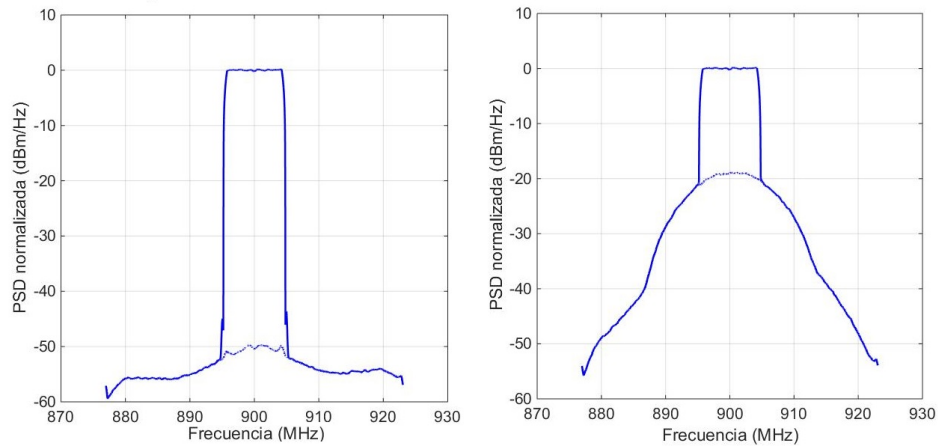


Figura 4.59 Espectro de salida para la canalización de 10 MHz. A la izquierda se tiene el espectro a la potencia más baja y a la derecha el espectro a la potencia más alta.

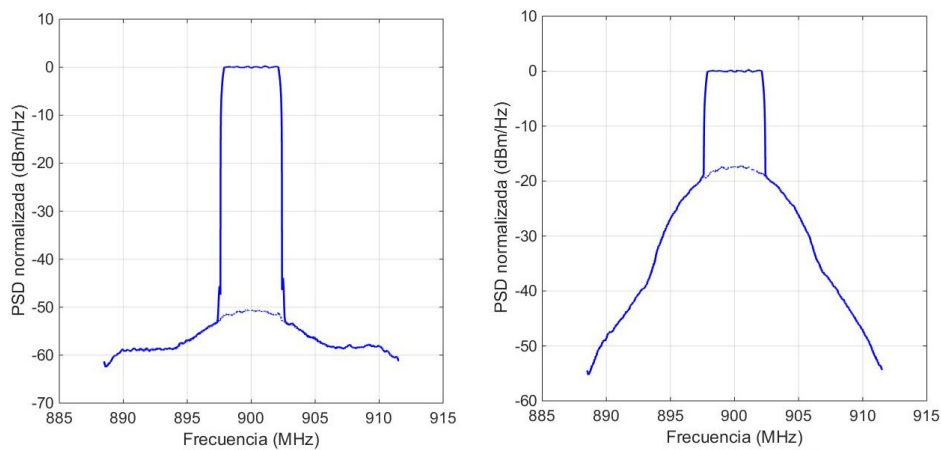


Figura 4.60 Espectro de salida para la canalización de 5 MHz. A la izquierda se tiene el espectro a la potencia más baja y a la derecha el espectro a la potencia más alta.

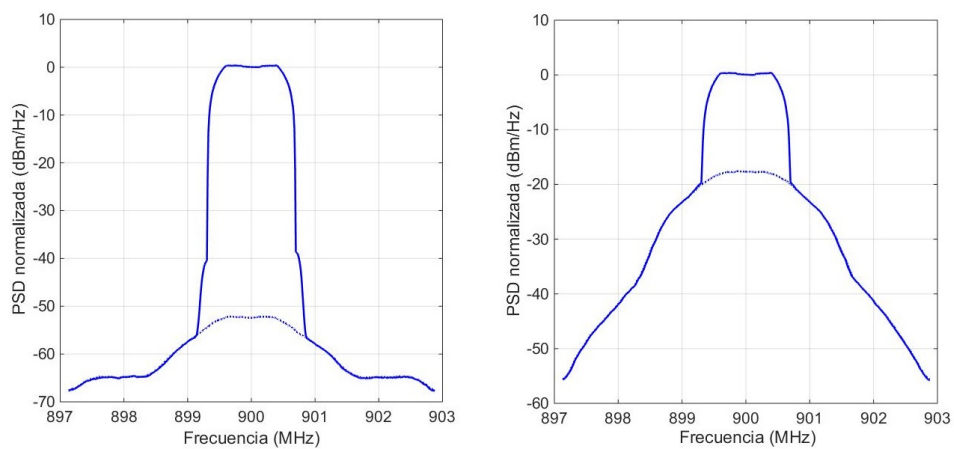


Figura 4.61 Espectro de salida para la canalización de 1.4 MHz. A la izquierda se tiene el espectro a la potencia más baja y a la derecha el espectro a la potencia más alta.

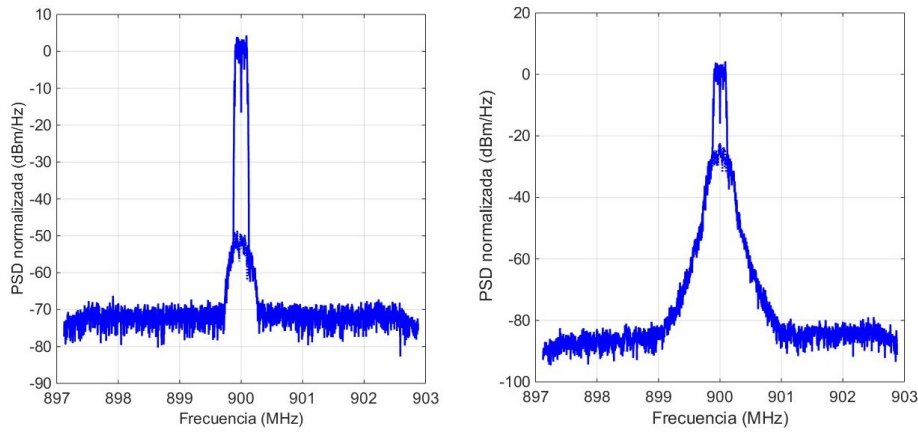


Figura 4.62 Espectro de salida para la canalización de 180 kHz. A la izquierda se tiene el espectro a la potencia más baja y a la derecha el espectro a la potencia más alta.

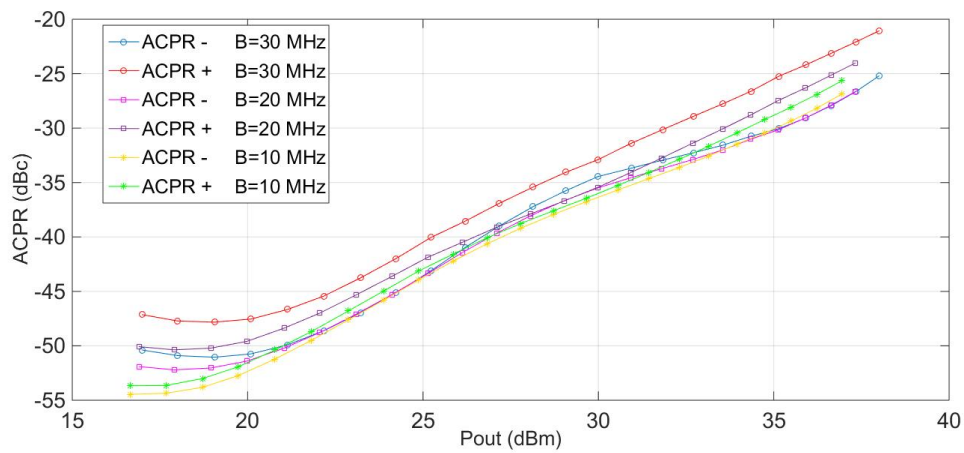


Figura 4.63 ACPR del canal adyacente inferior (-) y superior (+) frente a la potencia de salida en 900 MHz, para las distintas canalizaciones.

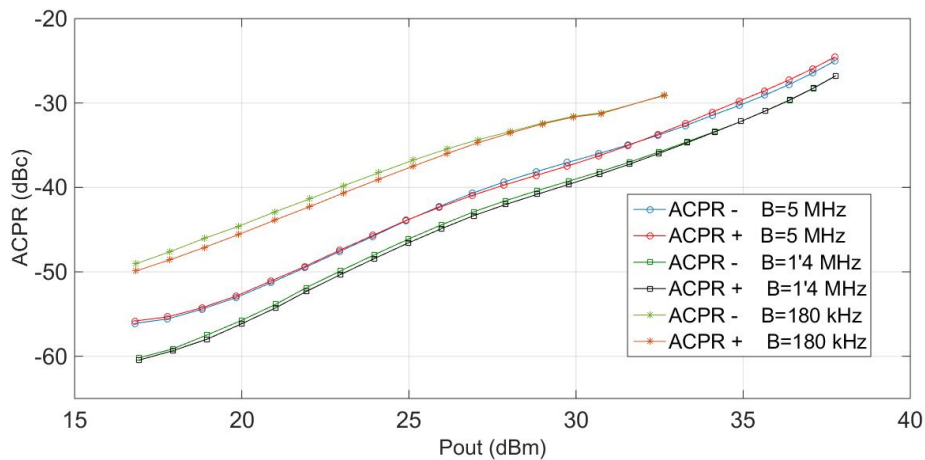


Figura 4.64 ACPR del canal adyacente inferior (-) y superior (+) frente a la potencia de salida en 900 MHz, para las distintas canalizaciones.

recibidos sufre una dispersión y, por tanto, la EVM aumenta. Las constelaciones a la potencia del barrido más baja y más alta, para las canalizaciones analizadas, se visualizan en las figuras que van desde la Figura 4.69 a la Figura 4.74. Los valores de EVM a la potencia más alta son 17,67 % para 30 MHz, 12,09 % para 20 MHz, 10,97 % para 10 MHz, 13,06 % para 5 MHz, 12,79 % para 1.4 MHz y 5,45 % para 180 kHz.

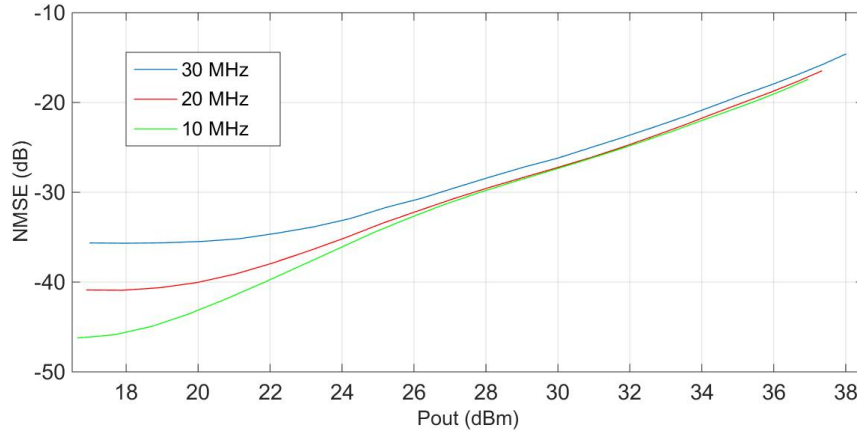


Figura 4.65 NMSE frente a P_{out} en 900 MHz, para las distintas canalizaciones.

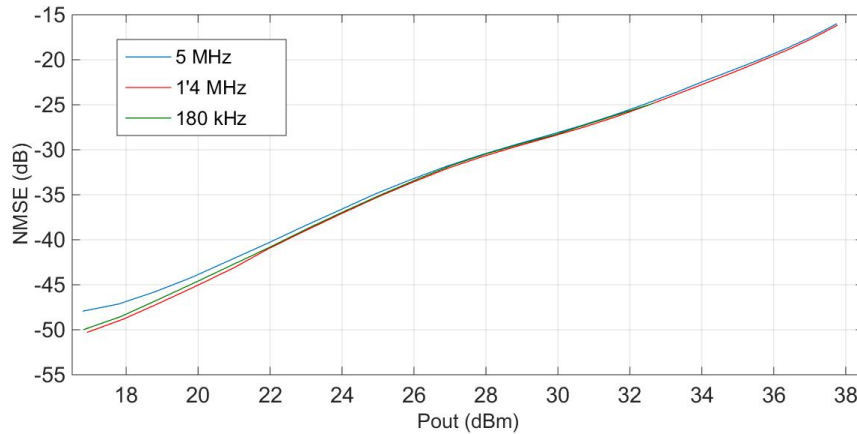


Figura 4.66 NMSE frente a P_{out} en 900 MHz, para las distintas canalizaciones.

En la Figura 4.77 y en la Figura 4.78 se puede examinar la PAE frente al ACPR en el peor caso para cada ancho de banda. La eficiencia se consigue a partir de la ecuación (4.1), una vez conocidos los resultados de P_{in} , P_{out} , V_{DS} e I_D , cuyos valores aparecen en la Figura 4.79 y en la Figura 4.80.

La eficiencia máxima que se obtendría para cumplir con las normas que imponen los organismos reguladores en cuanto a ACPR (-45 dBc) sería de un 2,4 % para la canalización de 30 MHz, de 3,1 % para 20 MHz, de 3,47 % para 10 MHz, de 3,94 % para 5 MHz, de 5,47 % para 1.4 MHz y de 1,13 % para 180 kHz.

4.4.3 Resultados con y sin imperfecciones I/Q

Considerando que los moduladores pueden introducir pequeñas imperfecciones, la última subsección se dedica al análisis de los resultados obtenidos para una prueba con ciertas

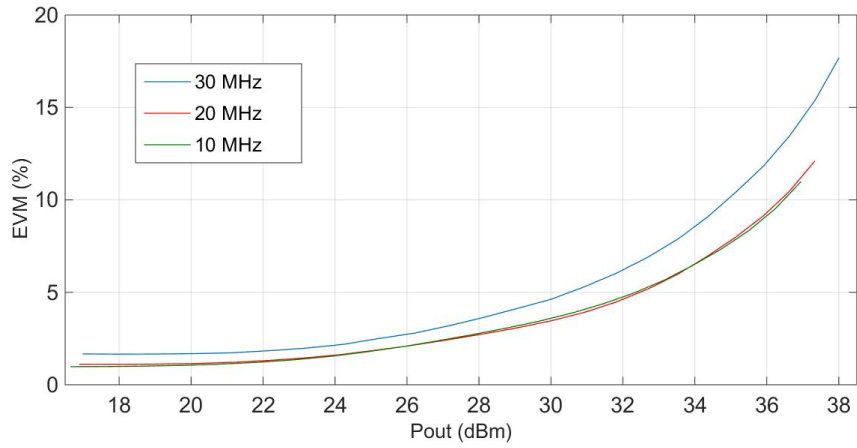


Figura 4.67 EVM frente a P_{out} en 900 MHz, para las distintas canalizaciones.

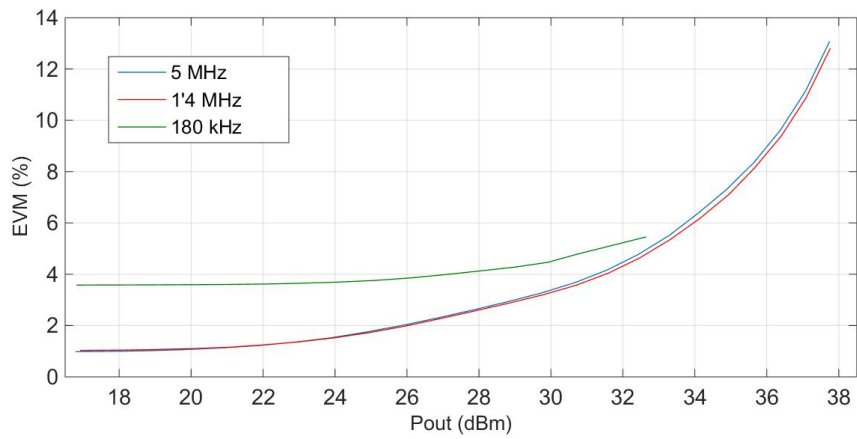


Figura 4.68 EVM frente a P_{out} en 900 MHz, para las distintas canalizaciones.

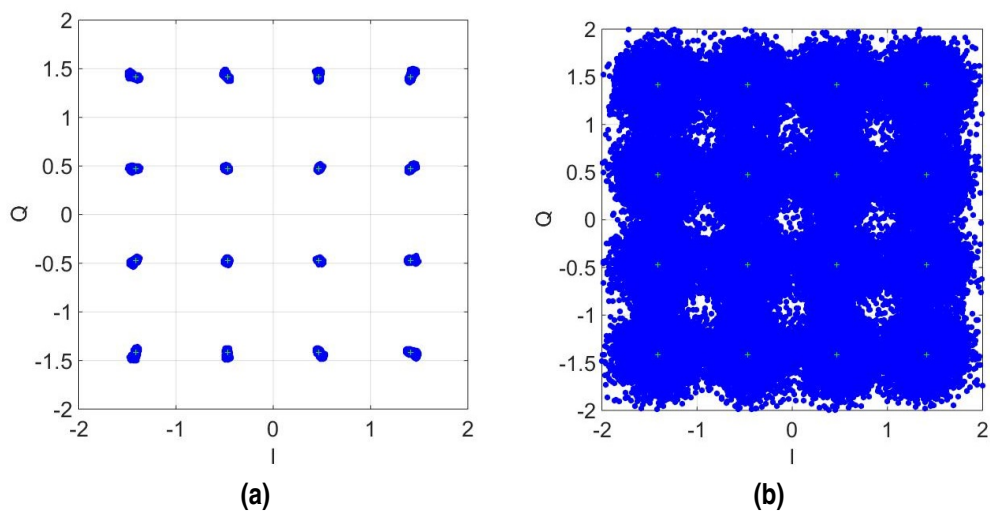


Figura 4.69 Constelación de la señal para P_{in} más baja (a) y la más alta (b) para la canalización de 30 MHz.

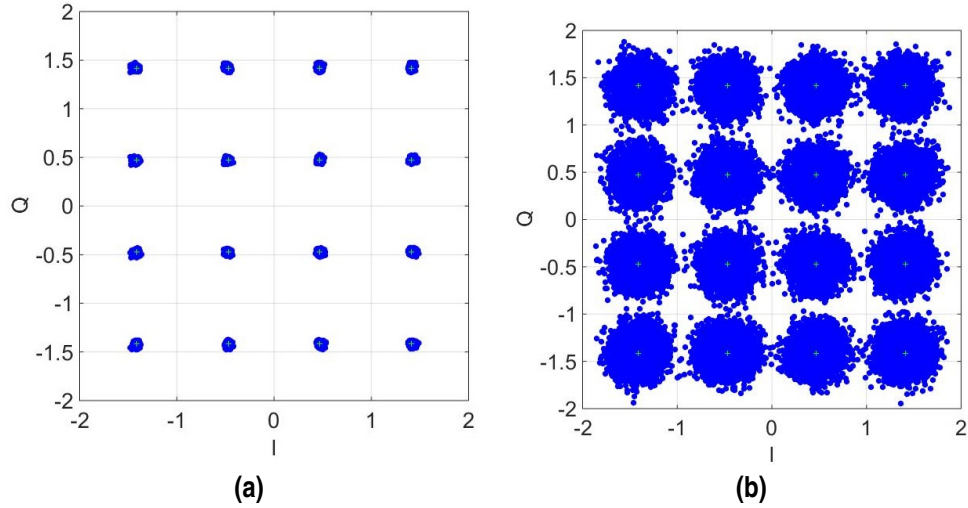


Figura 4.70 Constelación de la señal para P_{in} más baja (a) y la más alta (b) para la canalización de 20 MHz.

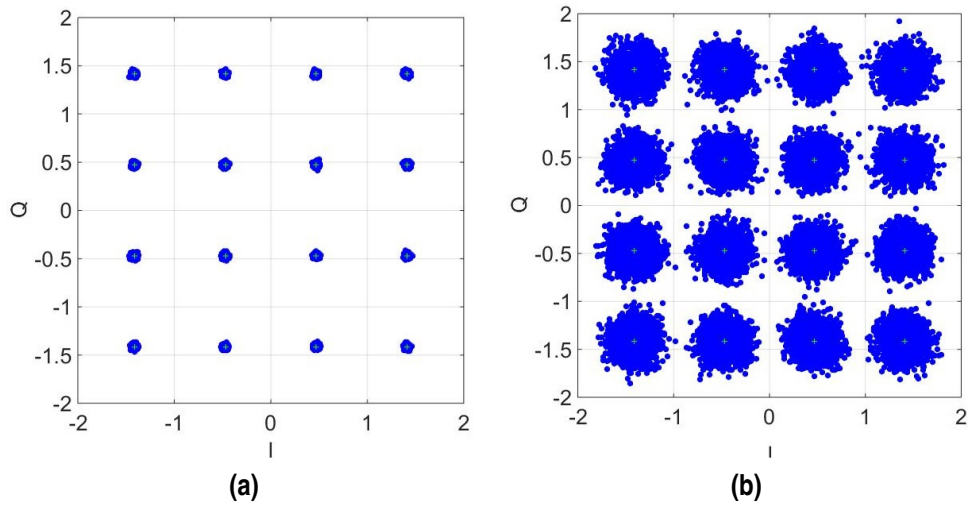


Figura 4.71 Constelación de la señal para P_{in} más baja (a) y la más alta (b) para la canalización de 10 MHz.

imperfecciones I/Q artificiales. Se trata de un caso en el que se va a introducir mucha distorsión en banda, lo que llevará a un aumento de la EVM y del NMSE. Las señales moduladas con y sin imperfecciones se generaron a la frecuencia de 900 MHz para una canalización de 30 MHz. Esto se lleva a cabo gracias al código *smu_impairments* de MATLAB®. El generador SMU tiene la opción de configurar imperfecciones I/Q artificiales con el objetivo de comprobar el efecto de una señal distorsionada en el dispositivo bajo prueba. Los parámetros que hay que configurar se conocen como *I/Q offset*, *gain imbalance* y *quadrature offset*. *I offset* añade una constante a todas las amplitudes en fase I, sin modificar las amplitudes en cuadratura Q. Por otro lado, *Q offset* tiene el efecto contrario. Luego, una ganancia I/Q consiste en la multiplicación de todas las amplitudes I/Q por un factor común. Diferentes factores de ganancia I y Q llevan a un desbalance o desequilibrio de ganancia, lo cual se debe, según el manual del generador SMU, a diferentes ganancias de los amplificadores en los canales I y Q del modulador. Finalmente, el *quadrature offset* cambia el ángulo de la fase entre los

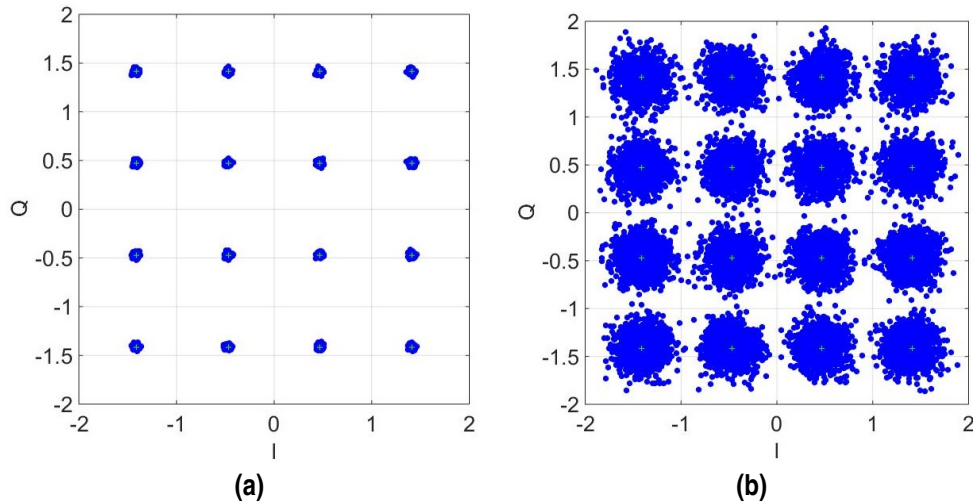


Figura 4.72 Constelación de la señal para P_{in} más baja (a) y la más alta (b) para la canalización de 5 MHz.

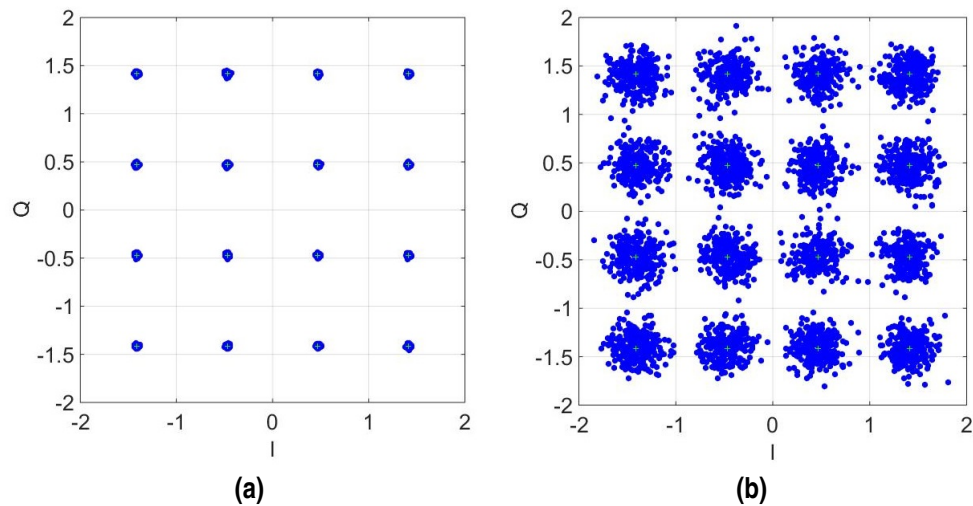


Figura 4.73 Constelación de la señal para P_{in} más baja (a) y la más alta (b) para la canalización de 1.4 MHz.

vectores I y Q desde su valor ideal de 90° , mientras que las amplitudes se mantienen. Un desplazamiento de cuadratura positivo resulta en un ángulo mayor de 90° .

Como el *I/Q offset* puede ir de -10% a $+10\%$, se estableció un *I offset* del $+3\%$ y un *Q offset* del $+5\%$. El *gain imbalance* tiene un rango de configuración entre -1 dB y $+1$ dB, por lo que se decidió fijar un valor de 0 dB. Por último, el *quadrature offset* admite un rango de configuración entre -10° y $+10^\circ$, así pues, se concretó un valor de $+3^\circ$.

En la Figura 4.81 y en la Figura 4.82 se representa la potencia de salida y la ganancia frente a la potencia de entrada. La potencia mas pequeña del barrido a la salida del amplificador, P_{out} , en el caso con imperfecciones fue de $16,93$ dBm y la más alta de $37,2$ dBm. La ganancia a potencias bajas era de 23 dB, mientras que a $37,2$ dBm la ganancia se comprime hasta $21,28$ dB.

Por otro lado, en la Figura 4.83, la Figura 4.84, la Figura 4.85 y la Figura 4.86 se muestra la característica AM-AM y AM-PM para las canalizaciones con y sin imperfecciones. Se puede

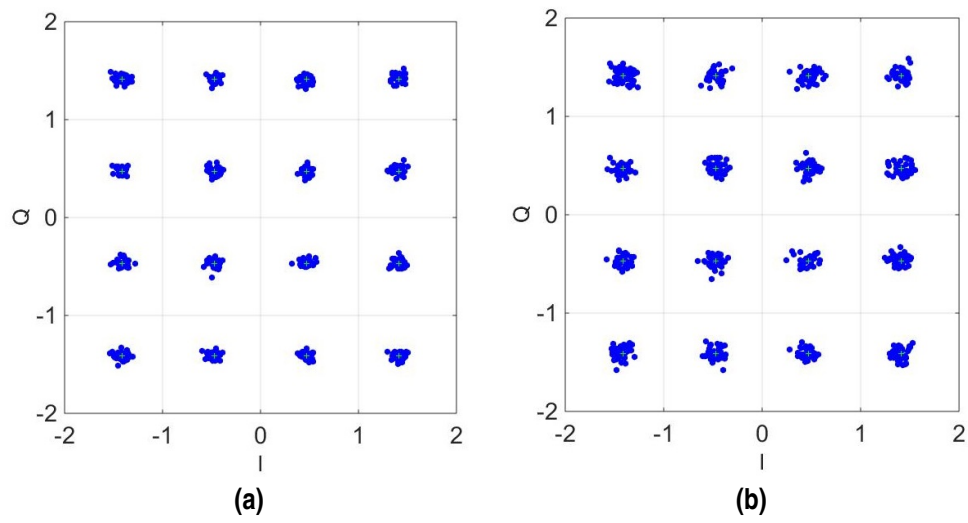


Figura 4.74 Constelación de la señal para P_{in} más baja (a) y la más alta (b) para la canalización de 180 kHz.

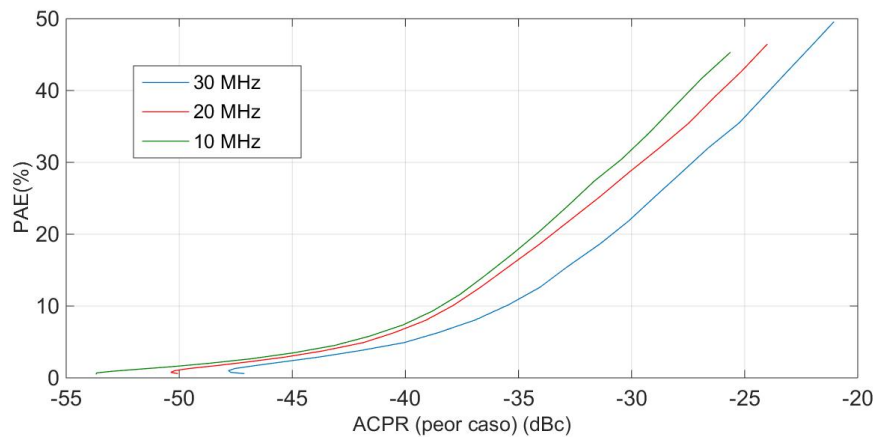


Figura 4.75 PAE frente ACPR en el peor caso en 900 MHz, para las distintas canalizaciones.

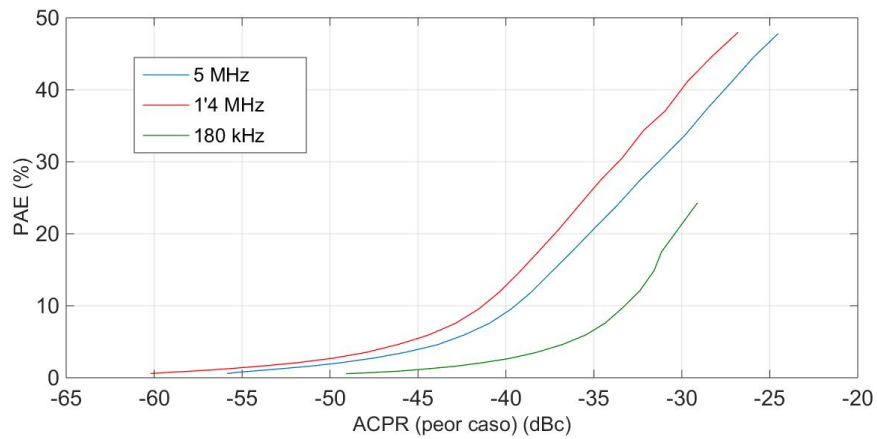


Figura 4.76 PAE frente ACPR en el peor caso en 900 MHz, para las distintas canalizaciones.

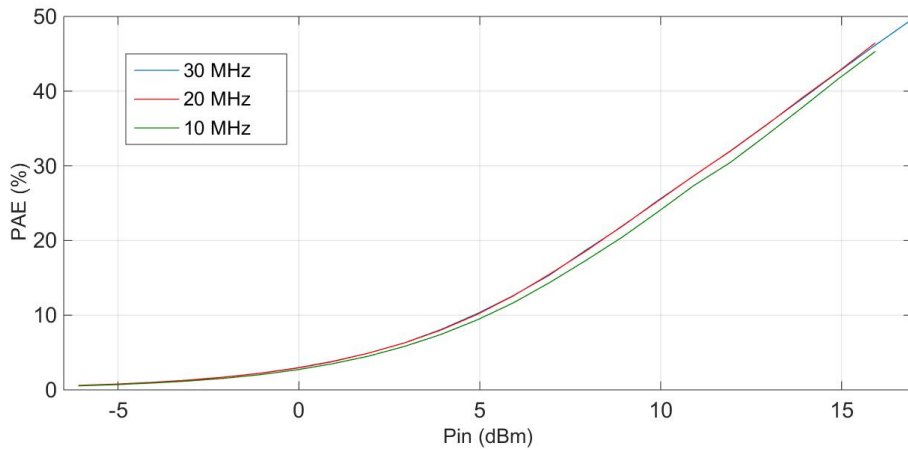


Figura 4.77 PAE frente P_{in} en el peor caso en 900 MHz, para las distintas canalizaciones.

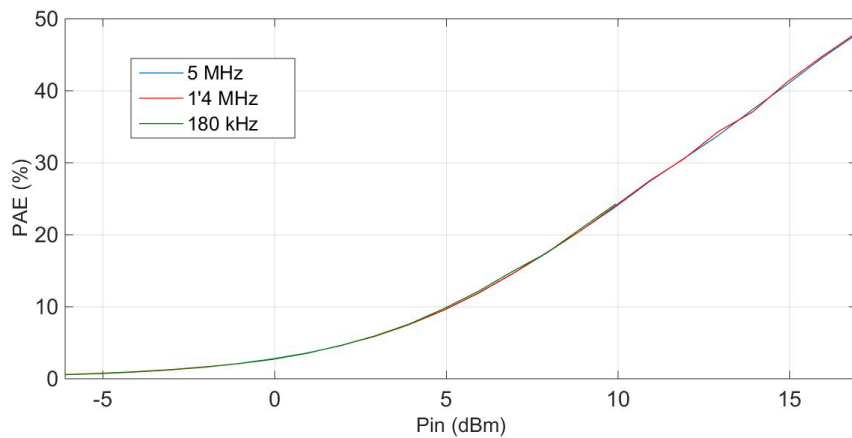


Figura 4.78 PAE frente P_{in} en el peor caso en 900 MHz, para las distintas canalizaciones.

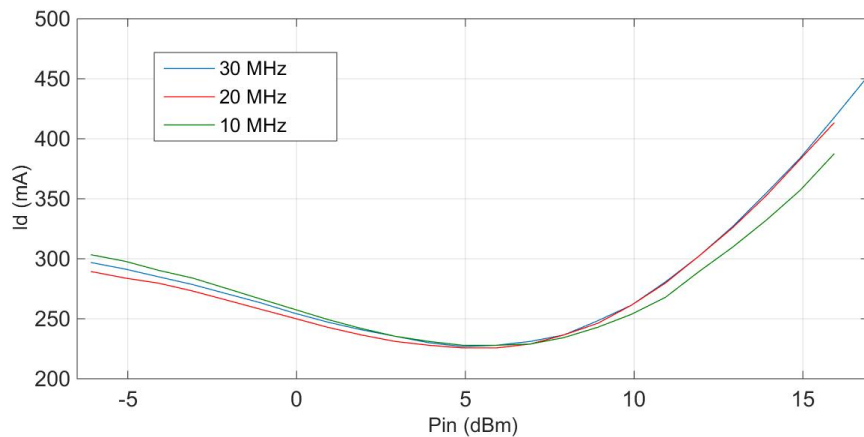


Figura 4.79 Corriente de drenador frente P_{in} en 900 MHz, para las distintas canalizaciones.

apreciar que en el caso con imperfecciones artificiales la dispersión de los puntos es mayor que para la canalización de 30 MHz estándar.

En la Figura 4.87 y en la Figura 4.88 se representa el espectro para la canalización de 30 MHz con y sin imperfecciones I/Q. Se vuelve a visualizar el recrecimiento espectral que

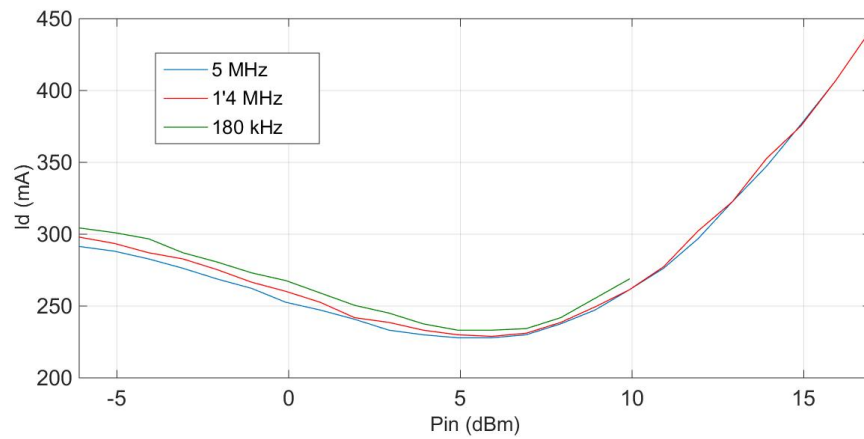


Figura 4.80 Corriente de drenador frente P_{in} en 900 MHz, para las distintas canalizaciones.

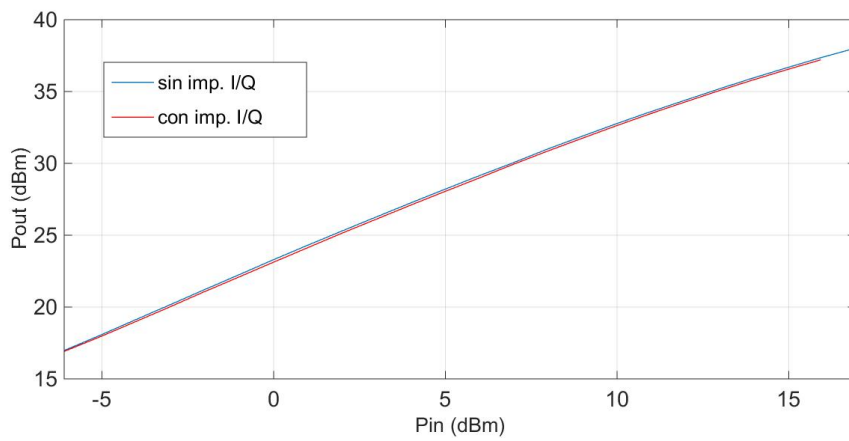


Figura 4.81 Potencia de salida promedio frente a la potencia de entrada promedio para la prueba con imperfecciones.

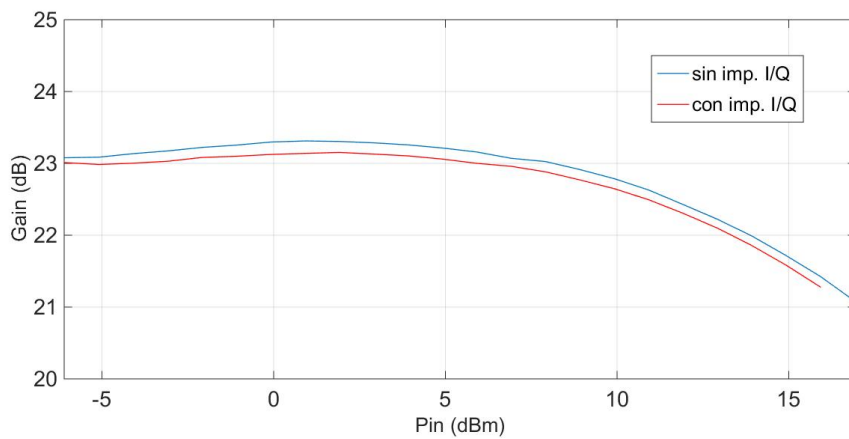


Figura 4.82 Ganancia promedio frente a la potencia de entrada promedio para la prueba con imperfecciones.

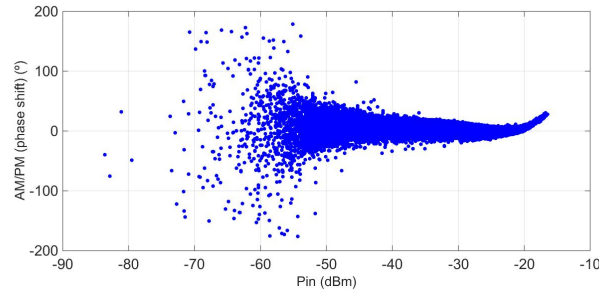


Figura 4.83 Desfase frente a la potencia instantánea, para la potencia promedio más alta en canalización de 30 MHz sin imperfecciones.

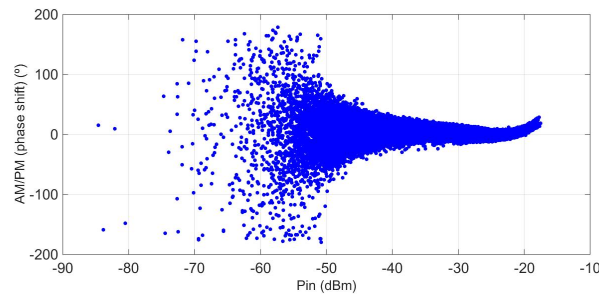


Figura 4.84 Desfase frente a la potencia instantánea, para la potencia promedio más alta en canalización de 30 MHz con imperfecciones.

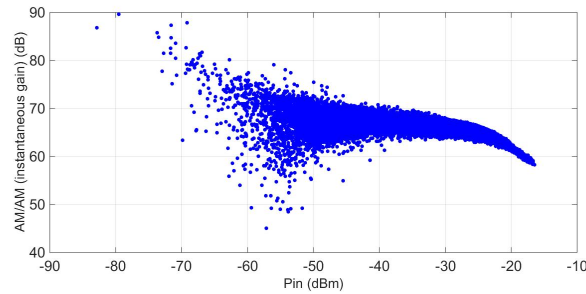


Figura 4.85 Ganancia instantánea frente a P_{in} instantánea, para la potencia promedio más alta en canalización de 30 MHz sin imperfecciones.

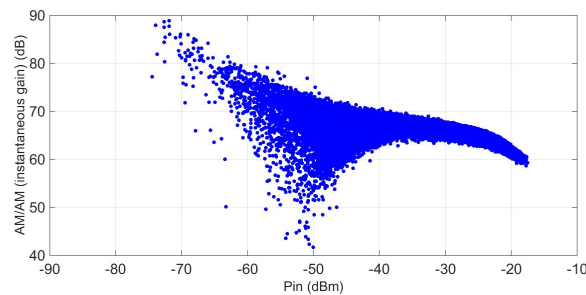


Figura 4.86 Ganancia instantánea frente a P_{in} instantánea, para la potencia promedio más alta en canalización de 30 MHz con imperfecciones.

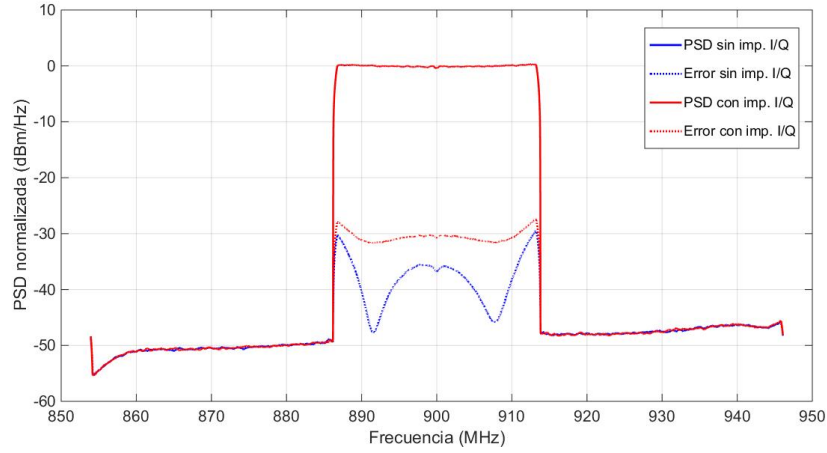


Figura 4.87 Espectro de la señal de salida a la potencia más baja para canalización de 30 MHz con y sin imperfecciones.

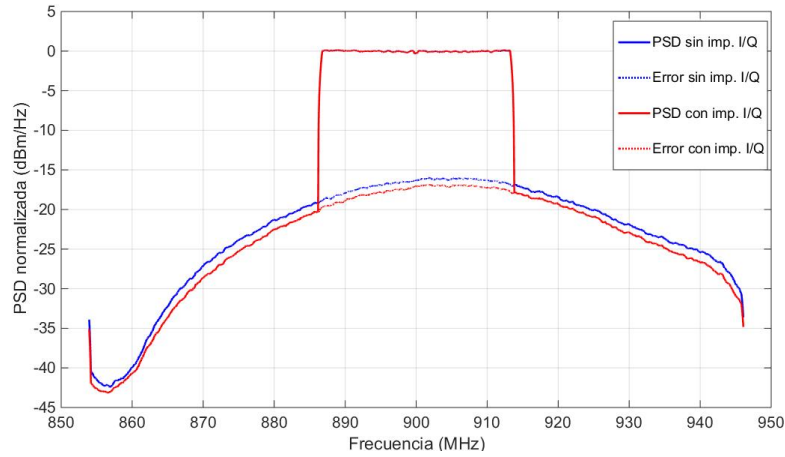


Figura 4.88 Espectro de la señal de salida a la potencia más alta para canalización de 30 MHz con y sin imperfecciones.

sufre la señal que pasa por el amplificador a niveles de excitación elevados. Luego, en la Figura 4.89 se examina el ACPR. Se observa que para ambos casos es muy parecida la curva, produciéndose más interferencia en el canal adyacente superior. Realmente donde se va a notar el cambio entre los dos será en el NMSE y en la EVM.

El límite establecido de $ACPR = -45$ dBc en el peor caso se alcanza, en la señal con imperfecciones, a una potencia de entrada igual a $-0,86$ dBm y a una potencia de salida de $22,24$ dBm. Estos valores son muy similares a los obtenidos en apartados previos para la señal sin imperfecciones, los cuales se daban para una $P_{in} = -0,82$ dBm y una $P_{out} = 22,44$ dBm.

Efectivamente, si se analiza la Figura 4.90 se puede comprobar que desde el inicio del barrido el NMSE es muy superior en la prueba con imperfecciones que para el caso estándar. El NMSE estará por encima de -30 dB a medida que aumenta la potencia a la entrada del PA.

También la EVM será mayor en todo el rango de potencias, tal y como se aprecia en la Figura 4.93. El valor de la magnitud del vector error para la P_{in} más baja, esto es $-6,08$ dBm o $16,93$ dBm para la P_{out} , es del $3,1\%$ en el caso con imperfecciones, mientras que para la canalización de 30 MHz estándar es del $1,67\%$. La Figura 4.91 y la Figura 4.92 muestran las constelaciones para el caso con y sin imperfecciones.

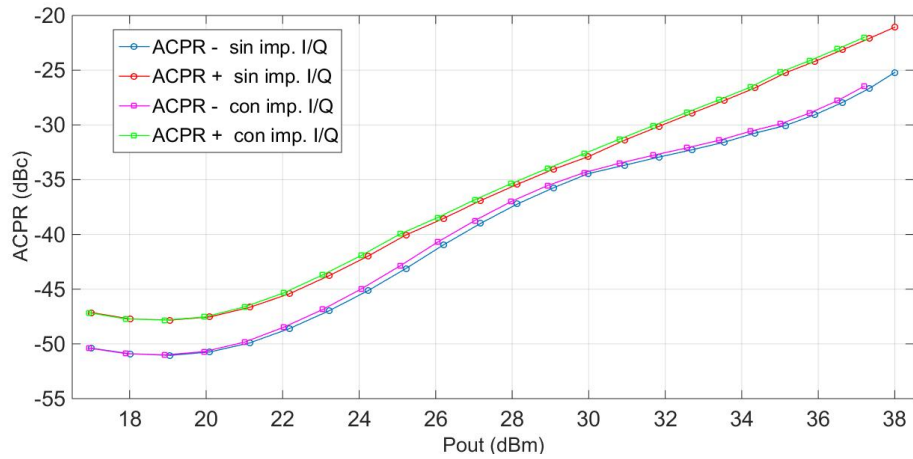


Figura 4.89 ACPR inferior (-) y superior (+) frente a la potencia de salida para canalización de 30 MHz con y sin imperfecciones.

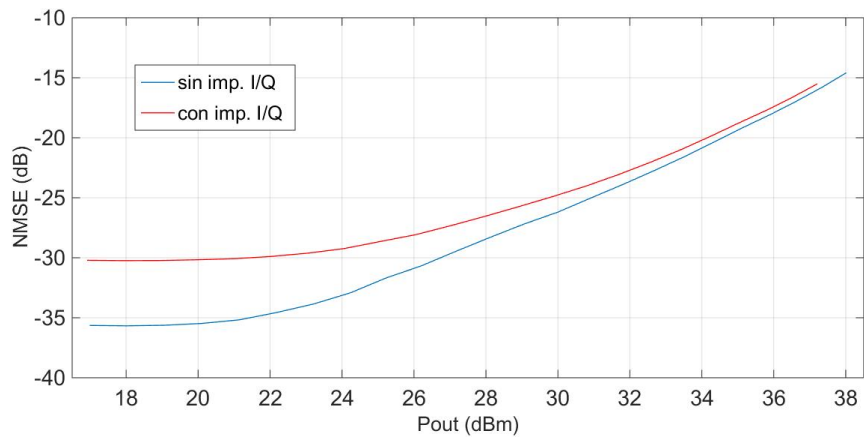


Figura 4.90 NMSE frente a la potencia de salida para canalización de 30 MHz con y sin imperfecciones.

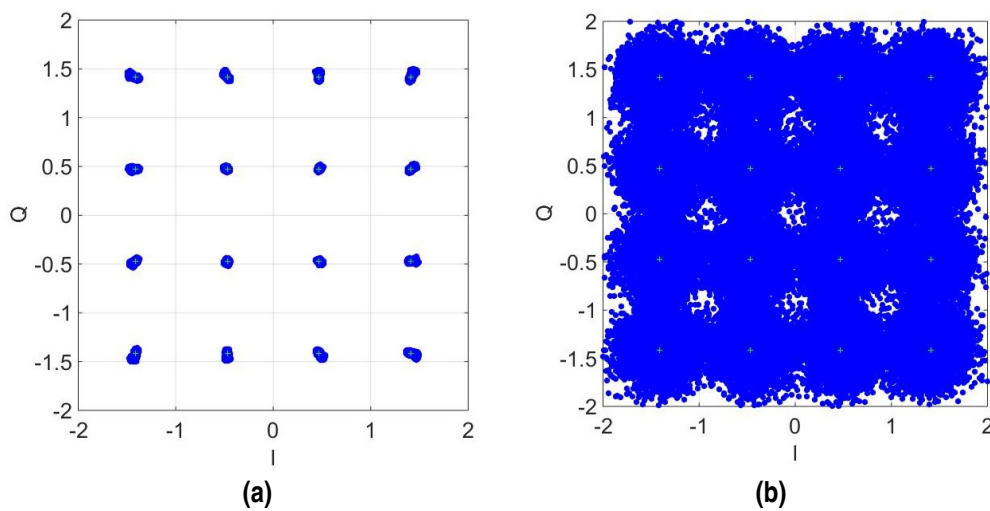


Figura 4.91 Constelación de la señal para P_{in} más baja (a) y la más alta (b) para la canalización de 30 MHz sin imperfecciones.

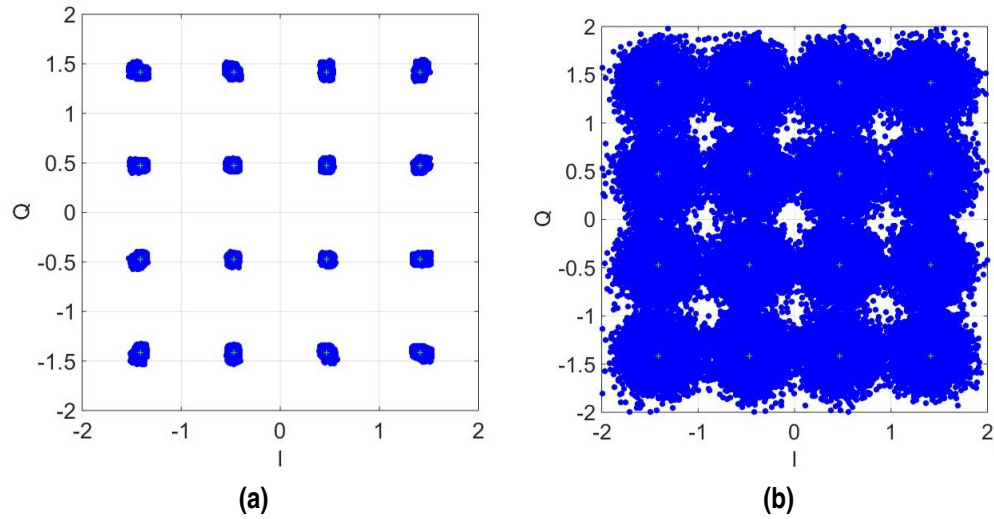


Figura 4.92 Constelación de la señal para P_{in} más baja (a) y la más alta (b) para la canalización de 30 MHz con imperfecciones.

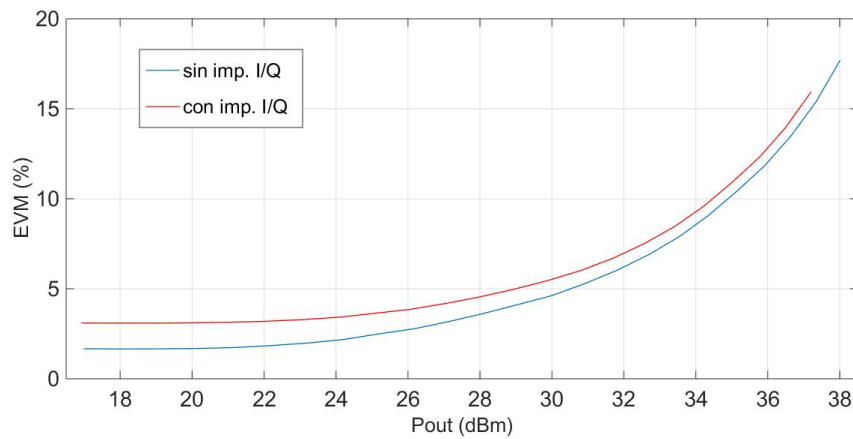


Figura 4.93 EVM frente a la potencia de salida para canalización de 30 MHz con y sin imperfecciones.

Al igual que en las dos subsecciones anteriores, se ha representado la eficiencia de potencia añadida (PAE) frente a la potencia de entrada y frente al ACPR en el peor caso para las dos canalizaciones.

La PAE más alta que se podría lograr tanto en la señal con imperfecciones como en la señal normal (sin) se encuentra entre el 2,3 % y el 2,4 %, si se quiere cumplir con las estrictas reglas de ACPR.

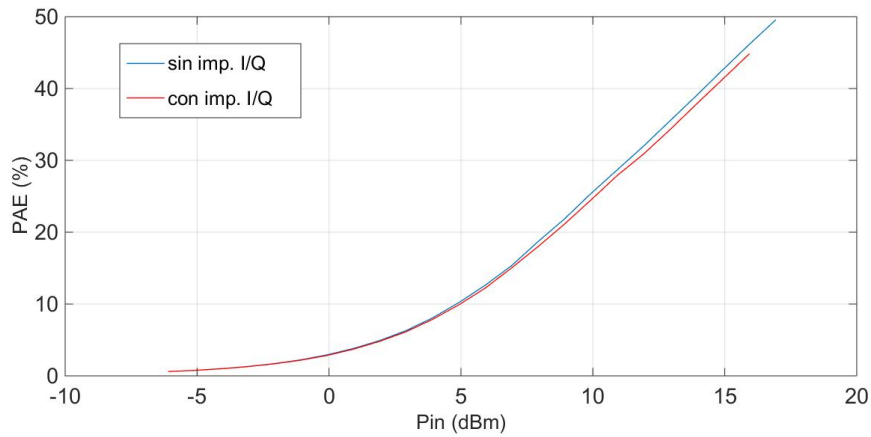


Figura 4.94 PAE frente a la potencia de entrada para canalización de 30 MHz con y sin imperfecciones.

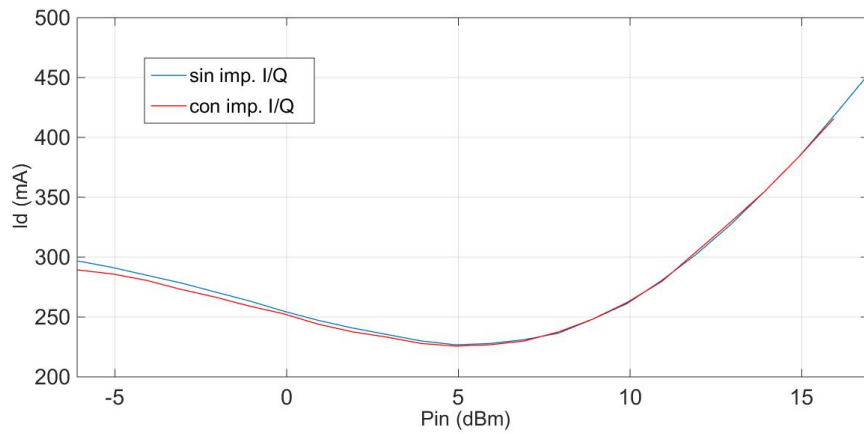


Figura 4.95 Corriente de drenador frente a P_{in} para canalización de 30 MHz con y sin imperfecciones.

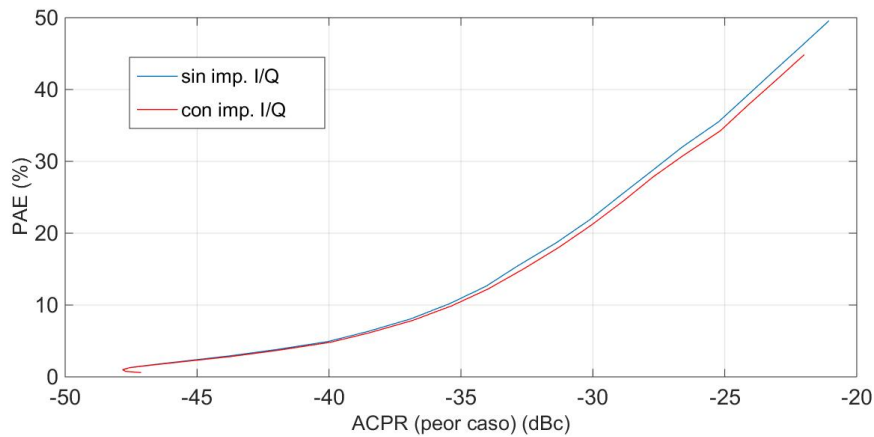


Figura 4.96 PAE frente al ACPR en el peor caso para canalización de 30 MHz con y sin imperfecciones.

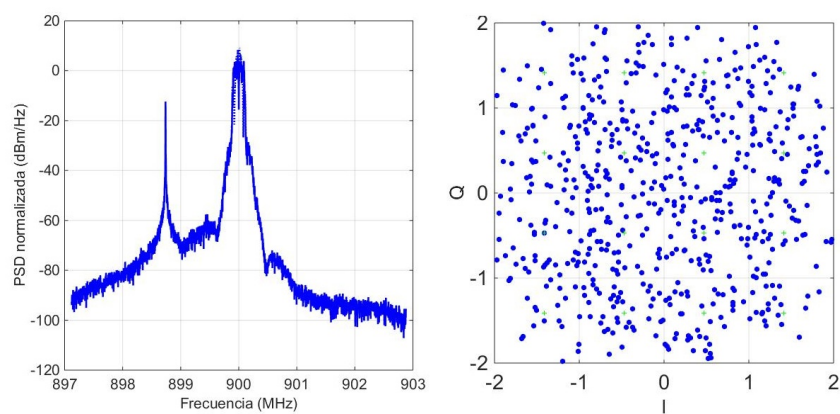


Figura 4.97 Espectro y constelacion erróneas para la canalización de 180 kHz cuando se genera una señal con una potencia en el SMU, P_{gen} , de -33 dBm.

5 Conclusiones y vías futuras de trabajo

Este trabajo ha consistido en la evaluación de la distorsión no lineal, a partir de medidas experimentales, producida por un amplificador de alta eficiencia, la cual supera el 70 % a elevados niveles de excitación en las frecuencias 700, 900 y 1000 MHz, llegándose a obtener una eficiencia pico por encima del 80 % en 900 MHz para una potencia a la entrada superior a 22 dBm. Además, se han logrado valores de potencia a la salida que superan los 40 dBm para las frecuencias de 700 MHz y 900 MHz. Las figuras de mérito que se obtienen en las distintas pruebas realizadas para la caracterización no lineal del dispositivo han permitido cuantificar el grado de distorsión no lineal presente en el amplificador de potencia y, además, éstas han proporcionado una predicción de las prestaciones que puede alcanzar el sistema.

La prueba de dos tonos con separación variable entre los tonos ha posibilitado la caracterización de los efectos de memoria y también, gracias a ésta, se ha observado que si se separan los tonos más de 20 MHz no se puede garantizar que los tonos sean iguales entre sí, lo que indica que no se tiene una respuesta plana en frecuencia.

Por otro lado, analizando las figuras de mérito ACPR, EVM y NMSE en la prueba con señales moduladas, se ha visto que el amplificador produce más distorsión en la frecuencia de 900 MHz que en las otras dos frecuencias de operación 700 MHz y 1000 MHz.

Asimismo, gracias a la prueba con señales OFDM se ha comprobado que, para cumplir con los estrictos requisitos de linealidad que imponen las entidades reguladoras en cuanto a ACPR, se fuerza a que el amplificador trabaje lejos de la zona de saturación, región donde consigue su mayor capacidad en potencia. Este hecho supone una disminución de la eficiencia. En este caso, la PAE que se alcanza se encuentra entre el 1,13 % y el 5,5 %, dependiendo de la frecuencia de operación y de la canalización empleada. Esta eficiencia tan baja que se obtiene lleva a que los costes operacionales del amplificador de potencia se disparen y a que el exceso en disipación degrade el funcionamiento del dispositivo.

Por lo tanto, si se quieren alcanzar los requerimientos de linealidad manteniendo una eficiencia razonable es necesario utilizar técnicas de linealización como, por ejemplo, la predistorsión digital (DPD). Por consiguiente, se propone como una posible vía de futuro a esta investigación realizar un modelado del amplificador y emplear alguna técnica de linealización con el objetivo de mejorar las prestaciones del dispositivo y el equilibrio entre linealidad y eficiencia.

Podría ser interesante también ver qué ocurre si se aplican otros barridos de potencia y otras condiciones de operación distintas a las empleadas en esta investigación: $V_{GG} = -2,4 \text{ V}$, $V_{DD} = 28 \text{ V}$.

Por otra parte, teniendo en cuenta que en el test con señales de comunicaciones no se ha podido realizar el mismo barrido de potencia a la entrada del amplificador para todas las canalizaciones por culpa de ciertas interferencias e inestabilidades, se podría realizar un estudio de estos fenómenos para entender mejor este comportamiento.

Apéndice A

Valores medidos en el laboratorio

Tabla A.1 Corrección del camino de entrada.

Valores medidos					
f (MHz)	$P_{PXA,paso1}$ (dBm)	$P_{PXA,paso2}$ (dBm)	G_{paso1} (dB)	L_{paso2} (dB)	G_{in} (dB)
650	-6,103	-50,401	43,90	0,40	44,30
700	-6,000	-50,417	44,00	0,42	44,42
750	-5,199	-50,451	44,80	0,45	45,25
800	-5,915	-50,482	44,09	0,48	44,57
850	-4,980	-50,432	45,02	0,43	45,45
900	-6,546	-50,465	43,45	0,47	43,92
950	-5,672	-50,421	44,33	0,42	44,75
1000	-7,490	-50,501	42,51	0,50	43,01
1050	-6,808	-50,491	43,19	0,49	43,68

Tabla A.2 Corrección del camino de salida.

Valores medidos				
f (MHz)	P_{PXA} (dBm)	L_{paso1} (dB)	L_{out} (dB)	L_{paso2} (dB)
650	-51,128	31,128	30,728	0,40
700	-50,869	30,869	30,449	0,42
750	-50,785	30,785	30,335	0,45
800	-50,706	30,706	30,226	0,48
850	-50,620	30,620	30,190	0,43
900	-50,657	30,657	30,187	0,47
950	-50,655	30,655	30,235	0,42
1000	-50,789	30,789	30,289	0,50
1050	-50,873	30,873	30,383	0,49
1100	-50,874	30,874	30,352	0,52
1150	-51,012	31,012	30,426	0,59
1200	-51,030	31,030	30,433	0,60
1250	-51,144	31,144	30,384	0,76
1300	-51,182	31,182	30,481	0,70
1350	-51,224	31,224	30,372	0,85
1400	-51,144	31,144	30,430	0,71
1450	-51,212	31,212	30,462	0,75
1500	-51,002	31,002	30,157	0,85
1550	-51,125	31,125	30,248	0,88
1600	-50,955	30,955	30,170	0,79
1650	-50,872	30,872	30,087	0,79
1700	-50,871	30,871	30,101	0,77
1750	-50,939	30,939	29,975	0,96
1800	-50,967	30,967	30,051	0,92

Tabla A.3 Corrección del camino de salida. Continuación.

Valores medidos				
f (MHz)	P_{PXA} (dBm)	L_{paso1} (dB)	L_{out} (dB)	L_{paso2} (dB)
1850	-51,041	31,041	30,050	0,99
1900	-50,995	30,995	30,097	0,90
1950	-51,100	31,100	30,035	1,07
2000	-51,317	31,317	30,263	1,05
2050	-51,249	31,249	30,029	1,22
2100	-51,353	31,353	30,293	1,06
2150	-51,329	31,329	30,216	1,11
2200	-51,294	31,294	30,130	1,16
2250	-51,198	31,198	30,016	1,18
2300	-51,262	31,262	30,041	1,22
2350	-51,340	31,340	30,049	1,29
2400	-51,254	31,254	29,929	1,33
2450	-51,404	31,404	29,884	1,52
2500	-51,478	31,478	29,881	1,60
2550	-51,289	31,289	29,795	1,49
2600	-51,508	31,508	29,952	1,56
2650	-51,287	31,287	29,712	1,58
2700	-51,255	31,255	29,674	1,58
2750	-51,440	31,440	29,802	1,64
2800	-51,258	31,258	29,581	1,68
2850	-51,373	31,373	29,294	2,08
2900	-51,369	31,369	29,468	1,90
2950	-51,321	31,321	29,467	1,85
3000	-51,335	31,335	29,299	2,04
3050	-51,427	31,427	29,585	1,84
3100	-51,388	31,388	29,549	1,84
3150	-51,255	31,255	29,453	1,80

Tabla A.4 Medidas en 700 MHz en la prueba de un tono.

P_{out} se obtiene al aplicar L_{out} a P_{PXA}				
P_{in} (dBm)	P_{gen} (dBm)	I_D (mA)	P_{PXA} (dBm)	P_{out} (dBm)
-10	-54,42	320,5	-17,517	12,932
-9,5	-53,92	319,4	-17,032	13,417
-9	-53,42	318,3	-16,532	13,917
-8,5	-52,92	317,3	-16,031	14,418
-8	-52,42	315,1	-15,531	14,918
-7,5	-51,92	314	-15,027	15,422
-7	-51,42	312,9	-14,525	15,924
-6,5	-50,92	310,8	-14,018	16,431
-6	-50,42	308,6	-13,512	16,937
-5,5	-49,92	307,6	-13,006	17,443
-5	-49,42	305,4	-12,504	17,945
-4,5	-48,92	303,3	-12,003	18,446
-4	-48,42	301,1	-11,493	18,956
-3,5	-47,92	298,9	-10,986	19,463
-3	-47,42	296,3	-10,481	19,968
-2,5	-46,92	293,6	-9,977	20,472
-2	-46,42	291,4	-9,472	20,977
-1,5	-45,92	288,2	-8,964	21,485
-1	-45,42	284,9	-8,461	21,988
-0,5	-44,92	282,8	-7,955	22,494
0	-44,42	279,6	-7,452	22,997
0,5	-43,92	275,3	-6,949	23,5
1	-43,42	272	-6,449	24
1,5	-42,92	268,8	-5,951	24,498
2	-42,42	264,5	-5,446	25,003
2,5	-41,92	260,2	-4,954	25,495
3	-41,42	256,9	-4,458	25,991
3,5	-40,92	252,6	-3,966	26,483
4	-40,42	248,3	-3,45	26,999
4,5	-39,92	245,1	-2,974	27,475
5	-39,42	240,8	-2,493	27,956
5,5	-38,92	237,6	-2,025	28,424
6	-38,42	233,2	-1,555	28,894
6,5	-37,92	231,1	-1,101	29,348
7	-37,42	228,9	-0,659	29,79
7,5	-36,92	227,9	-0,23	30,219
8	-36,42	227,9	0,187	30,636
8,5	-35,92	230	0,587	31,036
9	-35,42	233,2	0,978	31,427
9,5	-34,92	238,6	1,359	31,808
10	-34,42	245,1	1,729	32,178

Tabla A.5 Medidas en 700 MHz en la prueba de un tono. Continuación.

P_{out} se obtiene al aplicar L_{out} a P_{PXA}				
P_{in} (dBm)	P_{gen} (dBm)	I_D (mA)	P_{PXA} (dBm)	P_{out} (dBm)
10,5	-33,92	252,6	2,107	32,556
11	-33,42	260,2	2,481	32,93
11,5	-32,92	269,9	2,886	33,335
12	-32,42	280,6	3,264	33,713
12,3	-32,12	287,1	3,492	33,941
12,6	-31,82	293,6	3,721	34,17
12,9	-31,52	301,1	3,951	34,4
13,2	-31,22	308,6	4,179	34,628
13,5	-30,92	316,2	4,408	34,857
13,8	-30,62	323,7	4,639	35,088
14,1	-30,32	332,3	4,869	35,318
14,4	-30,02	340,9	5,099	35,548
14,7	-29,72	349,6	5,331	35,78
15	-29,42	359,3	5,562	36,011
15,3	-29,12	368,9	5,793	36,242
15,6	-28,82	380,8	6,067	36,516
15,9	-28,52	390,5	6,299	36,748
16,2	-28,22	401,3	6,53	36,979
16,5	-27,92	412	6,763	37,212
16,8	-27,62	423,9	6,993	37,442
17,1	-27,32	435,7	7,226	37,675
17,4	-27,02	447,6	7,456	37,905
17,7	-26,72	460,5	7,686	38,135
18	-26,42	472,3	7,913	38,362
18,3	-26,12	485,3	8,138	38,587
18,6	-25,82	499,3	8,362	38,811
18,9	-25,52	512,2	8,581	39,03
19,2	-25,22	526,2	8,795	39,244
19,5	-24,92	539,1	9,003	39,452
19,8	-24,62	553,1	9,203	39,652
20,1	-24,32	565	9,38	39,829
20,4	-24,02	576,8	9,549	39,998
20,7	-23,72	587,6	9,692	40,141
21	-23,42	596,2	9,813	40,262
21,3	-23,12	604,8	9,927	40,376
21,6	-22,82	612,3	10,026	40,475
21,9	-22,52	618,8	10,117	40,566

Tabla A.6 Medidas en 900 MHz en la prueba de un tono.

P_{out} se obtiene al aplicar L_{out} a P_{PXA}				
P_{in} (dBm)	P_{gen} (dBm)	I_D (mA)	P_{PXA} (dBm)	P_{out} (dBm)
-10	-53,92	323,7	-17,207	12,98
-9,5	-53,42	323,7	-16,707	13,48
-9	-52,92	322,6	-16,212	13,975
-8,5	-52,42	321,6	-15,717	14,47
-8	-51,92	320,5	-15,214	14,973
-7,5	-51,42	319,4	-14,709	15,478
-7	-50,92	318,3	-14,203	15,984
-6,5	-50,42	317,3	-13,696	16,491
-6	-49,92	316,2	-13,186	17,001
-5,5	-49,42	314	-12,7	17,487
-5	-48,92	312,9	-12,191	17,996
-4,5	-48,42	310,8	-11,682	18,505
-4	-47,92	309,7	-11,17	19,017
-3,5	-47,42	307,6	-10,658	19,529
-3	-46,92	305,4	-10,145	20,042
-2,5	-46,42	303,3	-9,63	20,557
-2	-45,92	301,1	-9,115	21,072
-1,5	-45,42	298,9	-8,599	21,588
-1	-44,92	295,7	-8,062	22,125
-0,5	-44,42	293,6	-7,539	22,648
0	-43,92	290,3	-7,022	23,165
0,5	-43,42	288,2	-6,506	23,681
1	-42,92	284,9	-5,988	24,199
1,5	-42,42	281,7	-5,471	24,716
2	-41,92	278,5	-4,954	25,233
2,5	-41,42	275,3	-4,438	25,749
3	-40,92	272	-3,923	26,264
3,5	-40,42	268,8	-3,411	26,776
4	-39,92	265,6	-2,9	27,287
4,5	-39,42	262,3	-2,391	27,796
5	-38,92	259,1	-1,886	28,301
5,5	-38,42	256,9	-1,368	28,819
6	-37,92	254,8	-0,879	29,308
6,5	-37,42	253,7	-0,396	29,791
7	-36,92	252,6	0,079	30,266
7,5	-36,42	253,7	0,548	30,735
8	-35,92	255,9	1,007	31,194
8,5	-35,42	259,1	1,463	31,65
9	-34,92	264,5	1,915	32,102
9,5	-34,42	272	2,357	32,544
10	-33,92	280,6	2,812	32,999

Tabla A.7 Medidas en 900 MHz en la prueba de un tono. Continuación.

P_{out} se obtiene al aplicar L_{out} a P_{PXA}				
P_{in} (dBm)	P_{gen} (dBm)	I_D (mA)	P_{PXA} (dBm)	P_{out} (dBm)
10,5	-33,42	291,4	3,267	33,454
11	-32,92	303,3	3,724	33,911
11,5	-32,42	316,2	4,172	34,359
12	-31,92	330,2	4,613	34,8
12,3	-31,62	338,8	4,877	35,064
12,6	-31,32	347,4	5,138	35,325
12,9	-31,02	357,1	5,396	35,583
13,2	-30,72	366,8	5,651	35,838
13,5	-30,42	376,5	5,906	36,093
13,8	-30,12	387,3	6,157	36,344
14,1	-29,82	398	6,404	36,591
14,4	-29,52	408,8	6,651	36,838
14,7	-29,22	419,6	6,898	37,085
15	-28,92	431,4	7,153	37,34
15,3	-28,62	442,2	7,391	37,578
15,6	-28,32	454	7,628	37,815
15,9	-28,02	467	7,864	38,051
16,2	-27,72	479,9	8,094	38,281
16,5	-27,42	491,7	8,323	38,51
16,8	-27,12	505,7	8,55	38,737
17,1	-26,82	518,6	8,775	38,962
17,4	-26,52	532,6	8,996	39,183
17,7	-26,22	546,6	9,213	39,4
18	-25,92	560,6	9,427	39,614
18,3	-25,62	574,6	9,637	39,824
18,6	-25,32	588,6	9,844	40,031
18,9	-25,02	603,7	10,047	40,234
19,2	-24,72	618,8	10,246	40,433
19,5	-24,42	632,8	10,433	40,62
19,8	-24,12	647,9	10,615	40,802
20,1	-23,82	661,9	10,792	40,979
20,4	-23,52	675,9	10,956	41,143
20,7	-23,22	688,8	11,108	41,295
21	-22,92	700,7	11,249	41,436
21,3	-22,62	712,5	11,381	41,568
21,6	-22,32	723,3	11,501	41,688
21,9	-22,02	734	11,611	41,798

Tabla A.8 Medidas en 1000 MHz en la prueba de un tono.

P_{out} se obtiene al aplicar L_{out} a P_{PXA}				
P_{in} (dBm)	P_{gen} (dBm)	I_D (mA)	P_{PXA} (dBm)	P_{out} (dBm)
-10	-53,01	331,3	-22,963	7,326
-9,5	-52,51	331,3	-22,479	7,81
-9	-52,01	330,2	-21,99	8,299
-8,5	-51,51	329,1	-21,496	8,793
-8	-51,01	329,1	-21,01	9,279
-7,5	-50,51	329,1	-20,511	9,778
-7	-50,01	328	-20,01	10,279
-6,5	-49,51	326,9	-19,518	10,771
-6	-49,01	326,9	-19,033	11,256
-5,5	-48,51	325,9	-18,531	11,758
-5	-48,01	324,8	-18,028	12,261
-4,5	-47,51	324,8	-17,523	12,766
-4	-47,01	323,7	-17,022	13,267
-3,5	-46,51	322,6	-16,515	13,774
-3	-46,01	321,6	-16,008	14,281
-2,5	-45,51	320,5	-15,499	14,79
-2	-45,01	318,3	-14,989	15,3
-1,5	-44,51	317,3	-14,478	15,811
-1	-44,01	316,2	-13,958	16,331
-0,5	-43,51	314	-13,448	16,841
0	-43,01	312,9	-12,936	17,353
0,5	-42,51	310,8	-12,423	17,866
1	-42,01	308,6	-11,908	18,381
1,5	-41,51	306,5	-11,393	18,896
2	-41,01	304,3	-10,877	19,412
2,5	-40,51	302,2	-10,36	19,929
3	-40,01	300	-9,842	20,447
3,5	-39,51	296,8	-9,323	20,966
4	-39,01	294,6	-8,8	21,489
4,5	-38,51	291,4	-8,279	22,01
5	-38,01	288,2	-7,762	22,527
5,5	-37,51	284,9	-7,24	23,049
6	-37,01	281,7	-6,719	23,57
6,5	-36,51	277,4	-6,198	24,091
7	-36,01	274,2	-5,677	24,612
7,5	-35,51	270,9	-5,157	25,132
8	-35,01	266,6	-4,638	25,651
8,5	-34,51	262,3	-4,121	26,168
9	-34,01	258	-3,608	26,681
9,5	-33,51	253,7	-3,097	27,192
10	-33,01	249,4	-2,591	27,698

Tabla A.9 Medidas en 1000 MHz en la prueba de un tono. Continuación.

P_{out} se obtiene al aplicar L_{out} a P_{PXA}				
P_{in} (dBm)	P_{gen} (dBm)	I_D (mA)	P_{PXA} (dBm)	P_{out} (dBm)
10,5	-32,51	246,2	-2,088	28,201
11	-32,01	241,9	-1,594	28,695
11,5	-31,51	238,6	-1,108	29,181
12	-31,01	235,4	-0,626	29,663
12,3	-30,71	234,3	-0,337	29,952
12,6	-30,41	233,2	-0,056	30,233
12,9	-30,11	232,2	0,22	30,509
13,2	-29,81	232,2	0,494	30,783
13,5	-29,51	232,2	0,763	31,052
13,8	-29,21	232,2	1,03	31,319
14,1	-28,91	233,3	1,294	31,583
14,4	-28,61	236,5	1,608	31,897
14,7	-28,31	238,6	1,865	32,154
15	-28,01	241,9	2,137	32,426
15,3	-27,71	245,1	2,393	32,682
15,6	-27,41	249,4	2,649	32,938
15,9	-27,11	253,7	2,904	33,193
16,2	-26,81	259,1	3,159	33,448
16,5	-26,51	264,5	3,413	33,702
16,8	-26,21	269,9	3,664	33,953
17,1	-25,91	276,3	3,914	34,203
17,4	-25,61	282,8	4,162	34,451
17,7	-25,31	289,3	4,408	34,697
18	-25,01	296,8	4,652	34,941
18,3	-24,71	303,3	4,893	35,182
18,6	-24,41	310,8	5,133	35,422
18,9	-24,11	318,3	5,354	35,643
19,2	-23,81	325,9	5,588	35,877
19,5	-23,51	334,5	5,821	36,11
19,8	-23,21	343,1	6,05	36,339
20,1	-22,91	351,7	6,278	36,567
20,4	-22,61	360,3	6,503	36,792
20,7	-22,31	370	6,727	37,016
21	-22,01	379,7	6,949	37,238
21,3	-21,71	388,3	7,171	37,46
21,6	-21,41	399,1	7,389	37,678
21,9	-21,11	408,8	7,605	37,894

Tabla A.10 Medidas en 1400 MHz en la prueba de un tono.

P_{out} se obtiene al aplicar L_{out} a P_{PXA}			
P_{in} (dBm)	P_{gen} (dBm)	P_{PXA} (dBm)	P_{out} (dBm)
-10	-54,42	-58,461	-28,031
-9,5	-53,92	-57,643	-27,213
-9	-53,42	-56,693	-26,263
-8,5	-52,92	-55,731	-25,301
-8	-52,42	-54,766	-24,336
-7,5	-51,92	-53,779	-23,349
-7	-51,42	-52,796	-22,366
-6,5	-50,92	-51,821	-21,391
-6	-50,42	-50,828	-20,398
-5,5	-49,92	-49,83	-19,4
-5	-49,42	-48,921	-18,491
-4,5	-48,92	-47,931	-17,501
-4	-48,42	-46,936	-16,506
-3,5	-47,92	-45,946	-15,516
-3	-47,42	-44,951	-14,521
-2,5	-46,92	-43,956	-13,526
-2	-46,42	-42,963	-12,533
-1,5	-45,92	-41,974	-11,544
-1	-45,42	-40,981	-10,551
-0,5	-44,92	-39,986	-9,556
0	-44,42	-39,04	-8,61
0,5	-43,92	-38,052	-7,622
1	-43,42	-37,087	-6,657
1,5	-42,92	-36,079	-5,649
2	-42,42	-35,088	-4,658
2,5	-41,92	-34,103	-3,673
3	-41,42	-33,118	-2,688
3,5	-40,92	-32,128	-1,698
4	-40,42	-31,151	-0,721
4,5	-39,92	-30,182	0,248
5	-39,42	-29,206	1,224
5,5	-38,92	-28,252	2,178
6	-38,42	-27,296	3,134
6,5	-37,92	-26,351	4,079
7	-37,42	-25,429	5,001
7,5	-36,92	-24,506	5,924
8	-36,42	-23,561	6,869
8,5	-35,92	-22,619	7,811
9	-35,42	-21,631	8,799
9,5	-34,92	-20,628	9,802
10	-34,42	-19,641	10,789

Tabla A.11 Medidas en 1400 MHz en la prueba de un tono. Continuación.

P_{out} se obtiene al aplicar L_{out} a P_{PXA}			
P_{in} (dBm)	P_{gen} (dBm)	P_{PXA} (dBm)	P_{out} (dBm)
10,5	-33,92	-18,645	11,785
11	-33,42	-17,674	12,756
11,5	-32,92	-16,725	13,705
12	-32,42	-15,812	14,618
12,3	-32,12	-15,267	15,163
12,6	-31,82	-14,733	15,697
12,9	-31,52	-14,22	16,21
13,2	-31,22	-13,709	16,721
13,5	-30,92	-13,203	17,227
13,8	-30,62	-12,73	17,7
14,1	-30,32	-12,243	18,187
14,4	-30,02	-11,762	18,668
14,7	-29,72	-11,296	19,134
15	-29,42	-10,834	19,596
15,3	-29,12	-10,377	20,053
15,6	-28,82	-9,845	20,585
15,9	-28,52	-9,391	21,039
16,2	-28,22	-8,952	21,478
16,5	-27,92	-8,517	21,913
16,8	-27,62	-8,084	22,346
17,1	-27,32	-7,653	22,777
17,4	-27,02	-7,227	23,203
17,7	-26,72	-6,801	23,629
18	-26,42	-6,374	24,056
18,3	-26,12	-5,958	24,472
18,6	-25,82	-5,541	24,889
18,9	-25,52	-5,132	25,298
19,2	-25,22	-4,722	25,708
19,5	-24,92	-4,32	26,11
19,8	-24,62	-3,919	26,511
20,1	-24,32	-3,555	26,875
20,4	-24,02	-3,186	27,244
20,7	-23,72	-2,831	27,599
21	-23,42	-2,455	27,975
21,3	-23,12	-2,152	28,278
21,6	-22,82	-1,862	28,568
21,9	-22,52	-1,595	28,835

Tabla A.12 Medidas en 1800 MHz en la prueba de un tono.

P_{out} se obtiene al aplicar L_{out} a P_{PXA}			
P_{in} (dBm)	P_{gen} (dBm)	P_{PXA} (dBm)	P_{out} (dBm)
-10	-53,92	-64,984	-34,933
-9,5	-53,42	-64,042	-33,991
-9	-52,92	-63,096	-33,045
-8,5	-52,42	-62,131	-32,08
-8	-51,92	-61,144	-31,093
-7,5	-51,42	-60,154	-30,103
-7	-50,92	-59,172	-29,121
-6,5	-50,42	-58,179	-28,128
-6	-49,92	-57,187	-27,136
-5,5	-49,42	-56,235	-26,184
-5	-48,92	-55,246	-25,195
-4,5	-48,42	-54,261	-24,21
-4	-47,92	-53,272	-23,221
-3,5	-47,42	-52,281	-22,23
-3	-46,92	-51,291	-21,24
-2,5	-46,42	-50,307	-20,256
-2	-45,92	-49,321	-19,27
-1,5	-45,42	-48,331	-18,28
-1	-44,92	-47,342	-17,291
-0,5	-44,42	-46,365	-16,314
0	-43,92	-45,387	-15,336
0,5	-43,42	-44,407	-14,356
1	-42,92	-43,429	-13,378
1,5	-42,42	-42,46	-12,409
2	-41,92	-41,496	-11,445
2,5	-41,42	-40,534	-10,483
3	-40,92	-39,578	-9,527
3,5	-40,42	-38,625	-8,574
4	-39,92	-37,692	-7,641
4,5	-39,42	-36,768	-6,717
5	-38,92	-35,854	-5,803
5,5	-38,42	-34,923	-4,872
6	-37,92	-34,038	-3,987
6,5	-37,42	-33,179	-3,128
7	-36,92	-32,325	-2,274
7,5	-36,42	-31,463	-1,412
8	-35,92	-30,596	-0,545
8,5	-35,42	-29,683	0,368
9	-34,92	-28,688	1,363
9,5	-34,42	-27,638	2,413
10	-33,92	-26,49	3,561

Tabla A.13 Medidas en 1800 MHz en la prueba de un tono. Continuación.

P_{out} se obtiene al aplicar L_{out} a P_{PXA}			
P_{in} (dBm)	P_{gen} (dBm)	P_{PXA} (dBm)	P_{out} (dBm)
10,5	-33,42	-25,313	4,738
11	-32,92	-24,152	5,899
11,5	-32,42	-23,037	7,014
12	-31,92	-21,97	8,081
12,3	-31,62	-21,355	8,696
12,6	-31,32	-20,769	9,282
12,9	-31,02	-20,198	9,853
13,2	-30,72	-19,644	10,407
13,5	-30,42	-19,106	10,945
13,8	-30,12	-18,58	11,471
14,1	-29,82	-18,072	11,979
14,4	-29,52	-17,575	12,476
14,7	-29,22	-17,086	12,965
15	-28,92	-16,619	13,432
15,3	-28,62	-16,153	13,898
15,6	-28,32	-15,693	14,358
15,9	-28,02	-15,238	14,813
16,2	-27,72	-14,785	15,266
16,5	-27,42	-14,343	15,708
16,8	-27,12	-13,902	16,149
17,1	-26,82	-13,465	16,586
17,4	-26,52	-13,029	17,022
17,7	-26,22	-12,594	17,457
18	-25,92	-12,165	17,886
18,3	-25,62	-11,722	18,329
18,6	-25,32	-11,289	18,762
18,9	-25,02	-10,854	19,197
19,2	-24,72	-10,407	19,644
19,5	-24,42	-9,973	20,078
19,8	-24,12	-9,527	20,524
20,1	-23,82	-9,049	21,002
20,4	-23,52	-8,573	21,478
20,7	-23,22	-8,081	21,97
21	-22,92	-7,591	22,46
21,3	-22,62	-7,113	22,938
21,6	-22,32	-6,656	23,395
21,9	-22,02	-6,218	23,833

Tabla A.14 Medidas en 2000 MHz en la prueba de un tono.

P_{out} se obtiene al aplicar L_{out} a P_{PXA}			
P_{in} (dBm)	P_{gen} (dBm)	P_{PXA} (dBm)	P_{out} (dBm)
-10	-53,01	-76,431	-46,168
-9,5	-52,51	-75,475	-45,212
-9	-52,01	-74,544	-44,281
-8,5	-51,51	-73,559	-43,296
-8	-51,01	-72,572	-42,309
-7,5	-50,51	-71,599	-41,336
-7	-50,01	-70,611	-40,348
-6,5	-49,51	-69,622	-39,359
-6	-49,01	-68,643	-38,38
-5,5	-48,51	-67,662	-37,399
-5	-48,01	-66,669	-36,406
-4,5	-47,51	-65,688	-35,425
-4	-47,01	-64,685	-34,422
-3,5	-46,51	-63,686	-33,423
-3	-46,01	-62,692	-32,429
-2,5	-45,51	-61,694	-31,431
-2	-45,01	-60,692	-30,429
-1,5	-44,51	-59,686	-29,423
-1	-44,01	-58,655	-28,392
-0,5	-43,51	-57,653	-27,39
0	-43,01	-56,651	-26,388
0,5	-42,51	-55,645	-25,382
1	-42,01	-54,637	-24,374
1,5	-41,51	-53,63	-23,367
2	-41,01	-52,622	-22,359
2,5	-40,51	-51,609	-21,346
3	-40,01	-50,601	-20,338
3,5	-39,51	-49,588	-19,325
4	-39,01	-48,572	-18,309
4,5	-38,51	-47,553	-17,29
5	-38,01	-46,543	-16,28
5,5	-37,51	-45,53	-15,267
6	-37,01	-44,517	-14,254
6,5	-36,51	-43,5	-13,237
7	-36,01	-42,485	-12,222
7,5	-35,51	-41,476	-11,213
8	-35,01	-40,463	-10,2
8,5	-34,51	-39,449	-9,186
9	-34,01	-38,45	-8,187
9,5	-33,51	-37,455	-7,192
10	-33,01	-36,469	-6,206

Tabla A.15 Medidas en 2000 MHz en la prueba de un tono. Continuación.

P_{out} se obtiene al aplicar L_{out} a P_{PXA}			
P_{in} (dBm)	P_{gen} (dBm)	P_{PXA} (dBm)	P_{out} (dBm)
10,5	-32,51	-35,491	-5,228
11	-32,01	-34,508	-4,245
11,5	-31,51	-33,566	-3,303
12	-31,01	-32,633	-2,37
12,3	-30,71	-32,069	-1,806
12,6	-30,41	-31,508	-1,245
12,9	-30,11	-30,966	-0,703
13,2	-29,81	-30,425	-0,162
13,5	-29,51	-29,882	0,381
13,8	-29,21	-29,347	0,916
14,1	-28,91	-28,801	1,462
14,4	-28,61	-28,138	2,125
14,7	-28,31	-27,586	2,677
15	-28,01	-27,024	3,239
15,3	-27,71	-26,454	3,809
15,6	-27,41	-25,873	4,39
15,9	-27,11	-25,295	4,968
16,2	-26,81	-24,721	5,542
16,5	-26,51	-24,155	6,108
16,8	-26,21	-23,599	6,664
17,1	-25,91	-23,047	7,216
17,4	-25,61	-22,504	7,759
17,7	-25,31	-21,986	8,277
18	-25,01	-21,475	8,788
18,3	-24,71	-20,986	9,277
18,6	-24,41	-20,51	9,753
18,9	-24,11	-20,08	10,183
19,2	-23,81	-19,627	10,636
19,5	-23,51	-19,176	11,087
19,8	-23,21	-18,744	11,519
20,1	-22,91	-18,321	11,942
20,4	-22,61	-17,899	12,364
20,7	-22,31	-17,488	12,775
21	-22,01	-17,082	13,181
21,3	-21,71	-16,679	13,584
21,6	-21,41	-16,278	13,985
21,9	-21,11	-15,882	14,381

Tabla A.16 Medidas en 2100 MHz en la prueba de un tono.

P_{out} se obtiene al aplicar L_{out} a P_{PXA}			
P_{in} (dBm)	P_{gen} (dBm)	P_{PXA} (dBm)	P_{out} (dBm)
-10	-54,42	-101,537	-71,244
-9,5	-53,92	-99,761	-69,468
-9	-53,42	-98,225	-67,932
-8,5	-52,92	-96,737	-66,444
-8	-52,42	-95,065	-64,772
-7,5	-51,92	-93,386	-63,093
-7	-51,42	-91,721	-61,428
-6,5	-50,92	-90,145	-59,852
-6	-50,42	-88,548	-58,255
-5,5	-49,92	-86,891	-56,598
-5	-49,42	-85,212	-54,919
-4,5	-48,92	-83,629	-53,336
-4	-48,42	-81,993	-51,7
-3,5	-47,92	-80,375	-50,082
-3	-47,42	-78,759	-48,466
-2,5	-46,92	-77,12	-46,827
-2	-46,42	-75,464	-45,171
-1,5	-45,92	-73,812	-43,519
-1	-45,42	-72,132	-41,839
-0,5	-44,92	-70,422	-40,129
0	-44,42	-68,722	-38,429
0,5	-43,92	-67,045	-36,752
1	-43,42	-65,325	-35,032
1,5	-42,92	-63,619	-33,326
2	-42,42	-61,906	-31,613
2,5	-41,92	-60,173	-29,88
3	-41,42	-58,406	-28,113
3,5	-40,92	-56,633	-26,34
4	-40,42	-54,843	-24,55
4,5	-39,92	-53,021	-22,728
5	-39,42	-51,142	-20,849
5,5	-38,92	-49,264	-18,971
6	-38,42	-47,319	-17,026
6,5	-37,92	-45,363	-15,07
7	-37,42	-43,356	-13,063
7,5	-36,92	-41,321	-11,028
8	-36,42	-39,254	-8,961
8,5	-35,92	-37,175	-6,882
9	-35,42	-35,18	-4,887
9,5	-34,92	-33,322	-3,029
10	-34,42	-31,683	-1,39

Tabla A.17 Medidas en 2100 MHz en la prueba de un tono. Continuación.

P_{out} se obtiene al aplicar L_{out} a P_{PXA}			
P_{in} (dBm)	P_{gen} (dBm)	P_{PXA} (dBm)	P_{out} (dBm)
10,5	-33,92	-30,178	0,115
11	-33,42	-28,854	1,439
11,5	-32,92	-27,654	2,639
12	-32,42	-26,549	3,744
12,3	-32,12	-25,92	4,373
12,6	-31,82	-25,315	4,978
12,9	-31,52	-24,731	5,562
13,2	-31,22	-24,174	6,119
13,5	-30,92	-23,635	6,658
13,8	-30,62	-23,111	7,182
14,1	-30,32	-22,576	7,717
14,4	-30,02	-22,089	8,204
14,7	-29,72	-21,611	8,682
15	-29,42	-21,135	9,158
15,3	-29,12	-20,679	9,614
15,6	-28,82	-20,152	10,141
15,9	-28,52	-19,704	10,589
16,2	-28,22	-19,276	11,017
16,5	-27,92	-18,855	11,438
16,8	-27,62	-18,44	11,853
17,1	-27,32	-18,026	12,267
17,4	-27,02	-17,626	12,667
17,7	-26,72	-17,221	13,072
18	-26,42	-16,831	13,462
18,3	-26,12	-16,455	13,838
18,6	-25,82	-16,089	14,204
18,9	-25,52	-15,73	14,563
19,2	-25,22	-15,377	14,916
19,5	-24,92	-15,034	15,259
19,8	-24,62	-14,713	15,58
20,1	-24,32	-14,422	15,871
20,4	-24,02	-14,144	16,149
20,7	-23,72	-13,894	16,399
21	-23,42	-13,658	16,635
21,3	-23,12	-13,447	16,846
21,6	-22,82	-13,247	17,046
21,9	-22,52	-13,06	17,233

Tabla A.18 Medidas en 2700 MHz en la prueba de un tono.

P_{out} se obtiene al aplicar L_{out} a P_{PXA}			
P_{in} (dBm)	P_{gen} (dBm)	P_{PXA} (dBm)	P_{out} (dBm)
-10	-53,92	-104,489	-74,815
-9,5	-53,42	-102,717	-73,043
-9	-52,92	-101,321	-71,647
-8,5	-52,42	-99,764	-70,09
-8	-51,92	-98,212	-68,538
-7,5	-51,42	-96,665	-66,991
-7	-50,92	-94,836	-65,162
-6,5	-50,42	-93,241	-63,567
-6	-49,92	-91,738	-62,064
-5,5	-49,42	-90,123	-60,449
-5	-48,92	-88,583	-58,909
-4,5	-48,42	-87,931	-58,257
-4	-47,92	-85,362	-55,688
-3,5	-47,42	-83,673	-53,999
-3	-46,92	-82,049	-52,375
-2,5	-46,42	-80,419	-50,745
-2	-45,92	-78,736	-49,062
-1,5	-45,42	-77,089	-47,415
-1	-44,92	-75,396	-45,722
-0,5	-44,42	-73,729	-44,055
0	-43,92	-72,031	-42,357
0,5	-43,42	-70,289	-40,615
1	-42,92	-68,575	-38,901
1,5	-42,42	-66,848	-37,174
2	-41,92	-65,103	-35,429
2,5	-41,42	-63,333	-33,659
3	-40,92	-61,551	-31,877
3,5	-40,42	-59,754	-30,08
4	-39,92	-57,931	-28,257
4,5	-39,42	-56,08	-26,406
5	-38,92	-54,216	-24,542
5,5	-38,42	-52,261	-22,587
6	-37,92	-50,341	-20,667
6,5	-37,42	-48,434	-18,76
7	-36,92	-46,521	-16,847
7,5	-36,42	-44,6	-14,926
8	-35,92	-42,681	-13,007
8,5	-35,42	-40,787	-11,113
9	-34,92	-38,937	-9,263
9,5	-34,42	-37,21	-7,536
10	-33,92	-35,567	-5,893

Tabla A.19 Medidas en 2700 MHz en la prueba de un tono. Continuación.

P_{out} se obtiene al aplicar L_{out} a P_{PXA}			
P_{in} (dBm)	P_{gen} (dBm)	P_{PXA} (dBm)	P_{out} (dBm)
10,5	-33,42	-34,082	-4,408
11	-32,92	-32,758	-3,084
11,5	-32,42	-31,575	-1,901
12	-31,92	-30,53	-0,856
12,3	-31,62	-29,95	-0,276
12,6	-31,32	-29,403	0,271
12,9	-31,02	-28,881	0,793
13,2	-30,72	-28,386	1,288
13,5	-30,42	-27,914	1,76
13,8	-30,12	-27,466	2,208
14,1	-29,82	-27,037	2,637
14,4	-29,52	-26,622	3,052
14,7	-29,22	-26,229	3,445
15	-28,92	-25,863	3,811
15,3	-28,62	-25,494	4,18
15,6	-28,32	-25,143	4,531
15,9	-28,02	-24,804	4,87
16,2	-27,72	-24,476	5,198
16,5	-27,42	-24,154	5,52
16,8	-27,12	-23,846	5,828
17,1	-26,82	-23,547	6,127
17,4	-26,52	-23,258	6,416
17,7	-26,22	-22,98	6,694
18	-25,92	-22,711	6,963
18,3	-25,62	-22,446	7,228
18,6	-25,32	-22,195	7,479
18,9	-25,02	-21,952	7,722
19,2	-24,72	-21,716	7,958
19,5	-24,42	-21,49	8,184
19,8	-24,12	-21,264	8,41
20,1	-23,82	-21,041	8,633
20,4	-23,52	-20,818	8,856
20,7	-23,22	-20,593	9,081
21	-22,92	-20,362	9,312
21,3	-22,62	-20,127	9,547
21,6	-22,32	-19,902	9,772
21,9	-22,02	-19,689	9,985

Tabla A.20 Medidas en 3000 MHz en la prueba de un tono.

P_{out} se obtiene al aplicar L_{out} a P_{PXA}			
P_{in} (dBm)	P_{gen} (dBm)	P_{PXA} (dBm)	P_{out} (dBm)
-10	-53,01	-123,337	-92,179
-9,5	-52,51	-121,478	-92,179
-9	-52,01	-119,581	-90,282
-8,5	-51,51	-117,869	-88,57
-8	-51,01	-116,192	-86,893
-7,5	-50,51	-114,639	-85,34
-7	-50,01	-113,023	-83,724
-6,5	-49,51	-111,381	-82,082
-6	-49,01	-109,464	-80,165
-5,5	-48,51	-107,879	-78,58
-5	-48,01	-106,246	-76,947
-4,5	-47,51	-104,84	-75,541
-4	-47,01	-103,31	-74,011
-3,5	-46,51	-101,698	-72,399
-3	-46,01	-100,128	-70,829
-2,5	-45,51	-98,533	-69,234
-2	-45,01	-96,962	-67,663
-1,5	-44,51	-95,378	-66,079
-1	-44,01	-93,699	-64,4
-0,5	-43,51	-92,113	-62,814
0	-43,01	-90,543	-61,244
0,5	-42,51	-88,953	-59,654
1	-42,01	-87,281	-57,982
1,5	-41,51	-85,688	-56,389
2	-41,01	-84,091	-54,792
2,5	-40,51	-82,492	-53,193
3	-40,01	-80,893	-51,594
3,5	-39,51	-79,273	-49,974
4	-39,01	-77,653	-48,354
4,5	-38,51	-75,994	-46,695
5	-38,01	-74,361	-45,062
5,5	-37,51	-72,75	-43,451
6	-37,01	-71,151	-41,852
6,5	-36,51	-69,532	-40,233
7	-36,01	-67,918	-38,619
7,5	-35,51	-66,298	-36,999
8	-35,01	-64,684	-35,385
8,5	-34,51	-63,051	-33,752
9	-34,01	-61,392	-32,093
9,5	-33,51	-59,737	-30,438
10	-33,01	-58,09	-28,791

Tabla A.21 Medidas en 3000 MHz en la prueba de un tono. Continuación.

P_{out} se obtiene al aplicar L_{out} a P_{PXA}			
P_{in} (dBm)	P_{gen} (dBm)	P_{PXA} (dBm)	P_{out} (dBm)
10,5	-32,51	-56,418	-27,119
11	-32,01	-54,76	-25,461
11,5	-31,51	-53,089	-23,79
12	-31,01	-51,401	-22,102
12,3	-30,71	-50,36	-21,061
12,6	-30,41	-49,328	-20,029
12,9	-30,11	-48,285	-18,986
13,2	-29,81	-47,251	-17,952
13,5	-29,51	-46,206	-16,907
13,8	-29,21	-45,157	-15,858
14,1	-28,91	-44,13	-14,831
14,4	-28,61	-42,896	-13,597
14,7	-28,31	-41,886	-12,587
15	-28,01	-40,926	-11,627
15,3	-27,71	-40,008	-10,709
15,6	-27,41	-39,127	-9,828
15,9	-27,11	-38,295	-8,996
16,2	-26,81	-37,518	-8,219
16,5	-26,51	-36,792	-7,493
16,8	-26,21	-36,105	-6,806
17,1	-25,91	-35,472	-6,173
17,4	-25,61	-34,879	-5,58
17,7	-25,31	-34,318	-5,019
18	-25,01	-33,82	-4,521
18,3	-24,71	-33,309	-4,01
18,6	-24,41	-32,888	-3,589
18,9	-24,11	-32,485	-3,186
19,2	-23,81	-32,174	-2,875
19,5	-23,51	-31,863	-2,564
19,8	-23,21	-31,574	-2,275
20,1	-22,91	-31,292	-1,993
20,4	-22,61	-31,051	-1,752
20,7	-22,31	-30,836	-1,537
21	-22,01	-30,627	-1,328
21,3	-21,71	-30,224	-0,925
21,6	-21,41	-30,029	-0,73
21,9	-21,11	-29,97	-0,671

Tabla A.22 Medidas de la ganancia y de la PAE en 700 MHz obtenidas en la prueba de un tono.

Valores calculados a partir de las fórmulas de G_{ain} y PAE			
P_{in} (dBm)	P_{out} (dBm)	G_{ain} (dB)	PAE (%)
-10	12,932	22,932	0,2178
-9,5	13,417	22,917	0,2443
-9	13,917	22,917	0,2751
-8,5	14,418	22,918	0,3097
-8	14,918	22,918	0,3499
-7,5	15,422	22,922	0,3944
-7	15,924	22,924	0,4442
-6,5	16,431	22,931	0,5026
-6	16,937	22,937	0,5688
-5,5	17,443	22,943	0,6411
-5	17,945	22,945	0,7249
-4,5	18,446	22,946	0,8191
-4	18,956	22,956	0,928
-3,5	19,463	22,963	1,0505
-3	19,968	22,968	1,1905
-2,5	20,472	22,972	1,3492
-2	20,977	22,977	1,5271
-1,5	21,485	22,985	1,7356
-1	21,988	22,988	1,9713
-0,5	22,494	22,994	2,2314
0	22,997	22,997	2,5341
0,5	23,5	23	2,8897
1	24	23	3,2816
1,5	24,498	22,998	3,7242
2	25,003	23,003	4,2514
2,5	25,495	22,995	4,8401
3	25,991	22,991	5,4953
3,5	26,483	22,983	6,2592
4	26,999	22,999	7,171
4,5	27,475	22,975	8,106
5	27,956	22,956	9,2168
5,5	28,424	22,924	10,4034
6	28,894	22,894	11,8107
6,5	29,348	22,848	13,2307
7	29,79	22,79	14,7879
7,5	30,219	22,719	16,3934
8	30,636	22,636	18,0436
8,5	31,036	22,536	19,6013
9	31,427	22,427	21,1506
9,5	31,808	22,308	22,5638
10	32,178	22,178	23,9145

Tabla A.23 Medidas de la ganancia y de la PAE en 700 MHz obtenidas en la prueba de un tono.
Continuación.

Valores calculados a partir de las fórmulas de G_{ain} y PAE			
P_{in} (dBm)	P_{out} (dBm)	G_{ain} (dB)	PAE (%)
10,5	32,556	22,056	25,3102
11	32,93	21,93	26,7757
11,5	33,335	21,835	28,3324
12	33,713	21,713	29,7247
12,3	33,941	21,641	30,6141
12,6	34,17	21,57	31,5537
12,9	34,4	21,5	32,4374
13,2	34,628	21,428	33,351
13,5	34,857	21,357	34,3076
13,8	35,088	21,288	35,3394
14,1	35,318	21,218	36,2926
14,4	35,548	21,148	37,2965
14,7	35,78	21,08	38,3593
15	36,011	21,011	39,3577
15,3	36,242	20,942	40,4225
15,6	36,516	20,916	41,7074
15,9	36,748	20,848	42,8977
16,2	36,979	20,779	44,0177
16,5	37,212	20,712	45,2317
16,8	37,442	20,642	46,3464
17,1	37,675	20,575	47,57
17,4	37,905	20,505	48,8167
17,7	38,135	20,435	50,0225
18	38,362	20,362	51,3819
18,3	38,587	20,287	52,6559
18,6	38,811	20,211	53,8795
18,9	39,03	20,13	55,229
19,2	39,244	20,044	56,4639
19,5	39,452	19,952	57,8042
19,8	39,652	19,852	58,9823
20,1	39,829	19,729	60,1238
20,4	39,998	19,598	61,2105
20,7	40,141	19,441	62,0715
21	40,262	19,262	62,8741
21,3	40,376	19,076	63,5952
21,6	40,475	18,875	64,2264
21,9	40,566	18,666	64,8555

Tabla A.24 Medidas de la ganancia y de la PAE en 900 MHz obtenidas en la prueba de un tono.

Valores calculados a partir de las fórmulas de G_{ain} y PAE			
P_{in} (dBm)	P_{out} (dBm)	G_{ain} (dB)	PAE (%)
-10	12,98	22,98	0,218
-9,5	13,48	22,98	0,2446
-9	13,975	22,975	0,2751
-8,5	14,47	22,97	0,3093
-8	14,973	22,973	0,3484
-7,5	15,478	22,978	0,3927
-7	15,984	22,984	0,4428
-6,5	16,491	22,991	0,4992
-6	17,001	23,001	0,5634
-5,5	17,487	22,987	0,6345
-5	17,996	22,996	0,7159
-4,5	18,505	23,005	0,8104
-4	19,017	23,017	0,915
-3,5	19,529	23,029	1,0365
-3	20,042	23,042	1,1749
-2,5	20,557	23,057	1,332
-2	21,072	23,072	1,5107
-1,5	21,588	23,088	1,7139
-1	22,125	23,125	1,9605
-0,5	22,648	23,148	2,2273
0	23,165	23,165	2,5374
0,5	23,681	23,181	2,8784
1	24,199	23,199	3,2807
1,5	24,716	23,216	3,7375
2	25,233	23,233	4,2584
2,5	25,749	23,249	4,8515
3	26,264	23,264	5,5287
3,5	26,776	23,276	6,2946
4	27,287	23,287	7,1659
4,5	27,796	23,296	8,1584
5	28,301	23,301	9,2777
5,5	28,819	23,319	10,5427
6	29,308	23,308	11,8963
6,5	29,791	23,291	13,3531
7	30,266	23,266	14,9609
7,5	30,735	23,235	16,5941
8	31,194	23,194	18,2846
8,5	31,65	23,15	20,057
9	32,102	23,102	21,8014
9,5	32,544	23,044	23,47
10	32,999	22,999	25,2622

Tabla A.25 Medidas de la ganancia y de la PAE en 900 MHz obtenidas en la prueba de un tono.
Continuación.

Valores calculados a partir de las fórmulas de G_{ain} y PAE			
P_{in} (dBm)	P_{out} (dBm)	G_{ain} (dB)	PAE (%)
10,5	33,454	22,954	27,0114
11	33,911	22,911	28,8298
11,5	34,359	22,859	30,6567
12	34,8	22,8	32,4922
12,3	35,064	22,764	33,6507
12,6	35,325	22,725	34,8487
12,9	35,583	22,683	35,9753
13,2	35,838	22,638	37,1399
13,5	36,093	22,593	38,3689
13,8	36,344	22,544	39,5157
14,1	36,591	22,491	40,701
14,4	36,838	22,438	41,9418
14,7	37,085	22,385	43,2505
15	37,34	22,34	44,6088
15,3	37,578	22,278	45,9669
15,6	37,815	22,215	47,2792
15,9	38,051	22,151	48,5255
16,2	38,281	22,081	49,7844
16,5	38,51	22,01	51,2152
16,8	38,737	21,937	52,4638
17,1	38,962	21,862	53,873
17,4	39,183	21,783	55,1888
17,7	39,4	21,7	56,5231
18	39,614	21,614	57,8873
18,3	39,824	21,524	59,2663
18,6	40,031	21,431	60,6718
18,9	40,234	21,334	61,9747
19,2	40,433	21,233	63,2863
19,5	40,62	21,12	64,5962
19,8	40,802	21,002	65,7767
20,1	40,979	20,879	67,0483
20,4	41,143	20,743	68,1685
20,7	41,295	20,595	69,2541
21	41,436	20,436	70,3014
21,3	41,568	20,268	71,2451
21,6	41,688	20,088	72,1185
21,9	41,798	19,898	72,8579

Tabla A.26 Medidas de la ganancia y de la PAE en 1000 MHz obtenidas en la prueba de un tono.

Valores calculados a partir de las fórmulas de G_{ain} y PAE			
P_{in} (dBm)	P_{out} (dBm)	G_{ain} (dB)	PAE (%)
-10	7,326	17,326	0,0572
-9,5	7,81	17,31	0,0639
-9	8,299	17,299	0,0717
-8,5	8,793	17,293	0,0807
-8	9,279	17,279	0,0902
-7,5	9,778	17,278	0,1012
-7	10,279	17,279	0,1139
-6,5	10,771	17,271	0,128
-6	11,256	17,256	0,1431
-5,5	11,758	17,258	0,1612
-5	12,261	17,261	0,1816
-4,5	12,766	17,266	0,204
-4	13,267	17,267	0,2297
-3,5	13,774	17,274	0,259
-3	14,281	17,281	0,292
-2,5	14,79	17,29	0,3295
-2	15,3	17,3	0,3731
-1,5	15,811	17,311	0,421
-1	16,331	17,331	0,4763
-0,5	16,841	17,341	0,5394
0	17,353	17,353	0,6091
0,5	17,866	17,366	0,6901
1	18,381	17,381	0,7826
1,5	18,896	17,396	0,8872
2	19,412	17,412	1,0064
2,5	19,929	17,429	1,1416
3	20,447	17,447	1,2958
3,5	20,966	17,466	1,4761
4	21,489	17,489	1,6776
4,5	22,01	17,51	1,9124
5	22,527	17,527	2,1782
5,5	23,049	17,549	2,4851
6	23,57	17,57	2,8339
6,5	24,091	17,591	3,2449
7	24,612	17,612	3,7015
7,5	25,132	17,632	4,2235
8	25,651	17,651	4,8368
8,5	26,168	17,668	5,538
9	26,681	17,681	6,3365
9,5	27,192	17,692	7,2488
10	27,698	17,698	8,2852

Tabla A.27 Medidas de la ganancia y de la PAE en 1000 MHz obtenidas en la prueba de un tono.
Continuación.

Valores calculados a partir de las fórmulas de G_{ain} y PAE			
P_{in} (dBm)	P_{out} (dBm)	G_{ain} (dB)	PAE (%)
10,5	28,201	17,701	9,4236
11	28,695	17,695	10,7463
11,5	29,181	17,681	12,1843
12	29,663	17,663	13,7985
12,3	29,952	17,652	14,8166
12,6	30,233	17,633	15,8803
12,9	30,509	17,609	16,9935
13,2	30,783	17,583	18,0982
13,5	31,052	17,552	19,2522
13,8	31,319	17,519	20,4702
14,1	31,583	17,483	21,6473
14,4	31,897	17,497	22,9569
14,7	32,154	17,454	24,1377
15	32,426	17,426	25,3442
15,3	32,682	17,382	26,5271
15,6	32,938	17,338	27,6474
15,9	33,193	17,293	28,8168
16,2	33,448	17,248	29,9166
16,5	33,702	17,202	31,0645
16,8	33,953	17,153	32,2472
17,1	34,203	17,103	33,3592
17,4	34,451	17,051	34,4995
17,7	34,697	16,997	35,6808
18	34,941	16,941	36,7794
18,3	35,182	16,882	38,0341
18,6	35,422	16,822	39,2137
18,9	35,643	16,743	40,2729
19,2	35,877	16,677	41,4975
19,5	36,11	16,61	42,6443
19,8	36,339	16,539	43,8104
20,1	36,567	16,467	45,0257
20,4	36,792	16,392	46,2694
20,7	37,016	16,316	47,4216
21	37,238	16,238	48,6127
21,3	37,46	16,16	50,007
21,6	37,678	16,078	51,1342
21,9	37,894	15,994	52,4406

Tabla A.28 Medidas en 900 MHz en la prueba de dos tonos con P_{in} variable y Δf fija. Valores de salida sólo para una de las componentes fundamentales y para la IMD de una de las bandas laterales al ser los resultados muy parecidos a un lado y a otro.

P_{out} se obtiene al aplicar L_{out} a P_{PXA}				
$P_{gen,f1}$ (dBm)	$P_{gen,f2}$ (dBm)	P_{in} (dBm)	$P_{PXA,IM3,inf}$ (dBm)	$P_{out,IM3,inf}$ (dBm)
-50	-49,85	-9,71	-77,521	-47,334
-49	-48,85	-8,71	-74,418	-44,231
-48	-47,85	-7,71	-71,485	-41,298
-47	-46,85	-6,71	-68,387	-38,200
-46	-45,85	-5,71	-65,282	-35,095
-45	-44,85	-4,71	-61,927	-31,740
-44	-43,85	-3,71	-58,81	-28,623
-43	-42,85	-2,71	-55,711	-25,524
-42	-41,85	-1,71	-52,672	-22,485
-41	-40,85	-0,71	-49,623	-19,436
-40	-39,85	0,29	-46,716	-16,529
-39	-38,85	1,29	-43,832	-13,645
-38	-37,85	2,29	-41,182	-10,995
-37	-36,85	3,29	-38,863	-8,676

Tabla A.29 Medidas en 900 MHz en la prueba de dos tonos con P_{in} variable y Δf fija. Valores de salida sólo para una de las componentes fundamentales y para la IMD de una de las bandas laterales al ser los resultados muy parecidos a un lado y a otro.

P_{out} se obtiene al aplicar L_{out} a P_{PXA}				
$P_{gen,f1}$ (dBm)	$P_{gen,f2}$ (dBm)	P_{in} (dBm)	$P_{PXA,tono,inf}$ (dBm)	$P_{out,tono,inf}$ (dBm)
-50	-49,85	-9,71	-17,379	12,808
-49	-48,85	-8,71	-16,375	13,812
-48	-47,85	-7,71	-15,383	14,804
-47	-46,85	-6,71	-14,361	15,826
-46	-45,85	-5,71	-13,323	16,864
-45	-44,85	-4,71	-12,29	17,897
-44	-43,85	-3,71	-11,256	18,931
-43	-42,85	-2,71	-10,221	19,966
-42	-41,85	-1,71	-9,191	20,996
-41	-40,85	-0,71	-8,165	22,022
-40	-39,85	0,29	-7,152	23,035
-39	-38,85	1,29	-6,142	24,045
-38	-37,85	2,29	-5,171	25,016
-37	-36,85	3,29	-4,238	25,949

Tabla A.30 Medidas en la prueba de dos tonos con separación variable para $P_{gen,f1} = -40$ dBm y $P_{gen,f2} = -39,85$ dBm. Valores medidos para la IMD inferior y superior.

P_{out} se obtiene al aplicar L_{out} a P_{PXA}				
Δf (Hz)	$P_{PXA,IM3-}$ (dBm)	$P_{PXA,IM3+}$ (dBm)	$P_{out,IM3-}$ (dBm)	$P_{out,IM3+}$ (dBm)
10	-48,674	-50,962	-18,484	-20,772
30	-48,643	-50,586	-18,453	-20,396
50	-48,610	-50,415	-18,420	-20,225
70	-48,391	-50,353	-18,201	-20,163
100	-48,274	-50,227	-18,084	-20,037
300	-47,720	-49,912	-17,530	-19,722
500	-47,336	-49,733	-17,146	-19,543
700	-47,044	-49,697	-16,854	-19,507
1000	-46,692	-49,778	-16,502	-19,588
3000	-45,498	-50,435	-15,308	-20,245
5000	-45,425	-50,019	-15,235	-19,829
7000	-45,540	-49,208	-15,350	-19,018
10000	-45,701	-48,596	-15,511	-18,406
30000	-46,177	-47,484	-15,987	-17,294
50000	-46,366	-47,255	-16,176	-17,065
70000	-46,271	-46,975	-16,081	-16,785
100000	-46,371	-46,899	-16,181	-16,709
300000	-46,536	-46,727	-16,346	-16,537
500000	-46,570	-46,644	-16,380	-16,454
700000	-46,524	-46,651	-16,334	-16,461
1000000	-46,542	-46,578	-16,352	-16,388
2000000	-46,521	-46,514	-16,331	-16,324
4000000	-46,279	-46,279	-16,089	-16,089
6000000	-46,024	-46,142	-15,834	-15,952
8000000	-45,645	-45,976	-15,455	-15,786
10000000	-45,353	-45,842	-15,163	-15,652
15000000	-44,513	-45,213	-14,323	-15,023
20000000	-43,771	-44,243	-13,581	-14,053
30000000	-42,041	-42,162	-11,851	-11,972
40000000	-41,022	-40,731	-10,832	-10,541
50000000	-40,043	-40,074	-9,853	-9,884
100000000	-40,672	-42,673	-10,482	-12,483

Tabla A.31 Medidas en la prueba de dos tonos con separación variable para $P_{gen,f1} = -40$ dBm y $P_{gen,f2} = -39,85$ dBm. Valores medidos para las componentes fundamentales en f_1 y f_2 .

P_{out} se obtiene al aplicar L_{out} a P_{PXA}				
Δf (Hz)	$P_{PXA,tono,f_1}$ (dBm)	$P_{PXA,tono,f_2}$ (dBm)	$P_{out,tono,f_1}$ (dBm)	$P_{out,tono,f_2}$ (dBm)
10	-7,306	-7,270	22,884	22,920
30	-7,317	-7,283	22,873	22,907
50	-7,317	-7,285	22,873	22,905
70	-7,315	-7,284	22,875	22,906
100	-7,335	-7,287	22,855	22,903
300	-7,333	-7,286	22,857	22,904
500	-7,321	-7,278	22,869	22,912
700	-7,323	-7,282	22,867	22,908
1000	-7,368	-7,320	22,822	22,870
3000	-7,336	-7,289	22,854	22,901
5000	-7,313	-7,301	22,877	22,889
7000	-7,387	-7,323	22,803	22,867
10000	-7,372	-7,316	22,818	22,874
30000	-7,349	-7,310	22,841	22,880
50000	-7,345	-7,311	22,845	22,879
70000	-7,276	-7,246	22,914	22,944
100000	-7,280	-7,255	22,910	22,935
300000	-7,237	-7,224	22,953	22,966
500000	-7,222	-7,209	22,968	22,981
700000	-7,199	-7,202	22,991	22,988
1000000	-7,190	-7,203	23,000	22,987
2000000	-7,168	-7,222	23,022	22,968
4000000	-7,086	-7,207	23,104	22,983
6000000	-7,066	-7,253	23,124	22,937
8000000	-6,974	-7,273	23,216	22,917
10000000	-6,891	-7,277	23,299	22,913
15000000	-6,538	-7,283	23,652	22,907
20000000	-6,265	-7,386	23,925	22,804
30000000	-5,760	-7,670	24,430	22,520
40000000	-5,350	-7,901	24,840	22,289
50000000	-4,949	-7,901	25,241	22,289
100000000	-3,436	-7,877	26,754	22,313

Tabla A.32 Respuesta en frecuencia del amplificador.

Valores medidos para $P_{gen} = -50$ dBm	
Frecuencia (MHz)	P_{PXA} (dBm)
700	-13,809
705	-13,949
710	-14,027
715	-14,023
720	-13,913
725	-13,687
730	-13,374
735	-12,964
740	-12,500
745	-12,010
750	-11,543
755	-11,129
760	-10,816
765	-10,656
770	-10,615
775	-10,684
780	-10,851
785	-11,087
790	-11,369
795	-11,644
800	-11,879
805	-12,032
810	-12,085
815	-12,041
820	-11,883
825	-11,647
830	-11,365
835	-11,032
840	-10,725
845	-10,496
850	-10,393

Tabla A.33 Respuesta en frecuencia del amplificador. Continuación.

Valores medidos para $P_{gen} = -50$ dBm	
Frecuencia (MHz)	P_{PXA} (dBm)
855	-10,432
860	-10,610
865	-10,929
870	-11,363
875	-11,862
880	-12,410
885	-12,941
890	-13,449
895	-13,886
900	-14,231
905	-14,491
910	-14,640
915	-14,708
920	-14,696
925	-14,628
930	-14,547
935	-14,471
940	-14,467
945	-14,566
950	-14,824
955	-15,215
960	-15,727
965	-16,358
970	-17,060
975	-17,800
980	-18,570
985	-19,296
990	-19,966
995	-20,560
1000	-21,068

Tabla A.34 Medidas en 700 MHz y canalización de 30 MHz en la prueba con señales moduladas.

Valores obtenidos de MATLAB					
P_{gen} (dBm)	P_{in} (dBm)	P_{out} (dBm)	I_D (mA)	G_{ain} (dB)	PAE (%)
-50	-5,58	17,2482	281,7	22,8282	0,6695
-49	-4,58	18,2332	276,3	22,8132	0,8563
-48	-3,58	19,2342	268,8	22,8142	1,1084
-47	-2,58	20,2246	262,3	22,8046	1,4267
-46	-1,58	21,2385	252,6	22,8185	1,8712
-45	-0,58	22,2446	244	22,8246	2,4421
-44	0,42	23,2112	233,2	22,7912	3,192
-43	1,42	24,159	225,7	22,739	4,1022
-42	2,42	25,1193	217,1	22,6993	5,3198
-41	3,42	25,9816	207,4	22,5616	6,7905
-40	4,42	26,8214	199,9	22,4014	8,5465
-39	5,42	27,62	191,2	22,2	10,7363
-38	6,42	28,3818	188	21,9618	13,008
-37	7,42	29,1402	188	21,7202	15,4846
-36	8,42	29,846	190,2	21,426	17,9978
-35	9,42	30,5652	195,6	21,1452	20,6429
-34	10,42	31,3159	207,4	20,8959	23,1315
-33	11,42	32,0748	221,4	20,6548	25,794
-32	12,42	32,8983	240,8	20,4783	28,6573
-31	13,42	33,6963	264,5	20,2763	31,3387
-30	14,42	34,4819	290,3	20,0619	34,1981
-29	15,42	35,2416	316,2	19,8216	37,3778
-28	16,42	35,9706	347,4	19,5506	40,2116
-27	17,42	36,6625	380,8	19,2425	42,9849

Tabla A.35 Medidas en 700 MHz y canalización de 30 MHz en la prueba con señales moduladas.

Valores obtenidos de MATLAB					
P_{in} (dBm)	P_{out} (dBm)	$ACPR^-$ (dBc)	$ACPR^+$ (dBc)	NMSE (dB)	EVM (%)
-5,58	17,2482	-49,8024	-49,7633	-38,7055	1,1761
-4,58	18,2332	-50,3127	-50,2273	-38,7023	1,1761
-3,58	19,2342	-50,542	-50,2602	-38,5169	1,1944
-2,58	20,2246	-50,266	-49,7995	-38,1456	1,2371
-1,58	21,2385	-49,3273	-48,6928	-37,449	1,3283
-0,58	22,2446	-47,6203	-47,3007	-36,8654	1,4016
0,42	23,2112	-45,5516	-45,2625	-35,3632	1,6446
1,42	24,159	-43,0695	-42,9762	-33,4672	2,0255
2,42	25,1193	-40,2382	-40,4816	-31,216	2,5998
3,42	25,9816	-37,5496	-38,3137	-28,9854	3,3461
4,42	26,8214	-35,2182	-36,3257	-27,006	4,1942
5,42	27,62	-33,4302	-34,8118	-25,5212	4,9758
6,42	28,3818	-32,2722	-33,8259	-24,6475	5,5077
7,42	29,1402	-31,7159	-33,3644	-24,3846	5,6843
8,42	29,846	-31,5634	-33,462	-24,6118	5,5461
9,42	30,5652	-32,0614	-33,4486	-25,1439	5,2245
10,42	31,3159	-32,775	-33,0506	-25,4913	5,0227
11,42	32,0748	-33,5103	-32,1476	-25,3318	5,1139
12,42	32,8983	-33,8302	-30,9191	-24,5201	5,6095
13,42	33,6963	-33,0812	-29,8996	-23,3781	6,3919
14,42	34,4819	-31,9515	-28,6474	-21,9372	7,5415
15,42	35,2416	-30,4582	-27,4143	-20,4008	9
16,42	35,9706	-28,8057	-26,2061	-18,836	10,7789
17,42	36,6625	-27,1639	-24,9742	-17,278	12,9014

Tabla A.36 Medidas en 900 MHz y canalización de 30 MHz en la prueba con señales moduladas.

Valores obtenidos de MATLAB					
P_{gen} (dBm)	P_{in} (dBm)	P_{out} (dBm)	I_D (mA)	G_{ain} (dB)	PAE (%)
-50	-6,08	16,9978	296,8	23,0778	0,6
-49	-5,08	18,0065	291,4	23,0865	0,7709
-48	-4,08	19,0557	284,9	23,1357	1,004
-47	-3,08	20,0934	278,5	23,1734	1,3043
-46	-2,08	21,1422	270,9	23,2222	1,7073
-45	-1,08	22,1742	263,4	23,2542	2,227
-44	-0,08	23,2169	254,8	23,2969	2,927
-43	0,92	24,2321	247,2	23,3121	3,8115
-42	1,92	25,2247	240,8	23,3047	4,9176
-41	2,92	26,2054	235,4	23,2854	6,3046
-40	3,92	27,1769	230	23,2569	8,07
-39	4,92	28,1334	226,8	23,2134	10,1996
-38	5,92	29,0776	227,9	23,1576	12,6148
-37	6,92	29,9902	231,1	23,0702	15,3474
-36	7,92	30,9447	236,5	23,0247	18,6827
-35	8,92	31,8333	248,3	22,9133	21,8318
-34	9,92	32,7063	261,3	22,7863	25,3612
-33	10,92	33,5489	280,6	22,6289	28,6679
-32	11,92	34,3475	302,2	22,4275	31,9839
-31	12,92	35,1423	326,9	22,2223	35,4952
-30	13,92	35,9099	354,9	21,9899	39,0026
-29	14,92	36,6369	384	21,7169	42,5985
-28	15,92	37,3457	417,4	21,4257	46,1148
-27	16,92	38,0029	451,9	21,0829	49,5236

Tabla A.37 Medidas en 900 MHz y canalización de 30 MHz en la prueba con señales moduladas.

Valores obtenidos de MATLAB					
P_{in} (dBm)	P_{out} (dBm)	$ACPR^-$ (dBc)	$ACPR^+$ (dBc)	NMSE (dB)	EVM (%)
-6,08	16,9978	-50,3884	-47,1399	-35,6409	1,6674
-5,08	18,0065	-50,8988	-47,7194	-35,6741	1,6549
-4,08	19,0557	-51,0485	-47,8253	-35,6262	1,6612
-3,08	20,0934	-50,7417	-47,5399	-35,4748	1,6828
-2,08	21,1422	-49,9058	-46,6546	-35,1755	1,7292
-1,08	22,1742	-48,6054	-45,426	-34,5679	1,842
-0,08	23,2169	-46,9692	-43,7624	-33,8476	1,9839
0,92	24,2321	-45,1378	-41,9808	-32,9239	2,1864
1,92	25,2247	-43,1092	-40,0477	-31,6852	2,503
2,92	26,2054	-40,9534	-38,5444	-30,672	2,7892
3,92	27,1769	-38,9849	-36,9047	-29,449	3,1954
4,92	28,1334	-37,2219	-35,4257	-28,2807	3,6437
5,92	29,0776	-35,7425	-34,0502	-27,1688	4,1338
6,92	29,9902	-34,4452	-32,8936	-26,2071	4,6129
7,92	30,9447	-33,6745	-31,382	-24,9838	5,3094
8,92	31,8333	-32,9389	-30,1336	-23,8585	6,0451
9,92	32,7063	-32,2648	-28,9207	-22,6956	6,9125
10,92	33,5489	-31,5712	-27,7648	-21,5307	7,9064
11,92	34,3475	-30,7468	-26,6181	-20,3469	9,0658
12,92	35,1423	-30,0513	-25,2403	-19,1512	10,4211
13,92	35,9099	-29,069	-24,1948	-18,0607	11,8292
14,92	36,6369	-27,9437	-23,1315	-16,9426	13,4698
15,92	37,3457	-26,6387	-22,0754	-15,7883	15,3989
16,92	38,0029	-25,1965	-21,0668	-14,6054	17,668

Tabla A.38 Medidas en 1000 MHz y canalización de 30 MHz en la prueba con señales moduladas.

Valores obtenidos de MATLAB					
P_{gen} (dBm)	P_{in} (dBm)	P_{out} (dBm)	I_D (mA)	G_{ain} (dB)	PAE (%)
-50	-6,99	10,3158	305,4	17,3058	0,1235
-49	-5,99	11,2519	304,3	17,2419	0,1537
-48	-4,99	12,2563	303,3	17,2463	0,1943
-47	-3,99	13,2427	300	17,2327	0,2465
-46	-2,99	14,2813	297,9	17,2713	0,3154
-45	-1,99	15,3297	293,6	17,3197	0,4074
-44	-0,99	16,359	289,3	17,349	0,5241
-43	0,01	17,3858	284,9	17,3758	0,6743
-42	1,01	18,4552	278,5	17,4452	0,8826
-41	2,01	19,4605	270,9	17,4505	1,1437
-40	3,01	20,5104	263,4	17,5004	1,4983
-39	4,01	21,5537	253,7	17,5437	1,9783
-38	5,01	22,5946	245,1	17,5846	2,6028
-37	6,01	23,6738	235,4	17,6638	3,4756
-36	7,01	24,6673	227,9	17,6573	4,5127
-35	8,01	25,6603	220,3	17,6503	5,8676
-34	9,01	26,6427	213,9	17,6327	7,5766
-33	10,01	27,5914	209,6	17,5814	9,6176
-32	11,01	28,5568	208,5	17,5468	12,0734
-31	12,01	29,463	208,5	17,453	14,869
-30	13,01	30,3488	212,8	17,3388	17,8561
-29	14,01	31,2129	219,2	17,2029	21,1383
-28	15,01	32,0609	230	17,0509	24,4728
-27	16,01	32,8795	244	16,8695	27,8293

Tabla A.39 Medidas en 1000 MHz y canalización de 30 MHz en la prueba con señales moduladas.

Valores obtenidos de MATLAB					
P_{in} (dBm)	P_{out} (dBm)	$ACPR^-$ (dBc)	$ACPR^+$ (dBc)	NMSE (dB)	EVM (%)
-6,99	10,3158	-49,656	-48,184	-36,7177	1,4795
-5,99	11,2519	-50,6286	-49,0868	-36,7845	1,4682
-4,99	12,2563	-51,4571	-49,5918	-36,8232	1,4591
-3,99	13,2427	-52,2999	-50,3194	-36,8218	1,4588
-2,99	14,2813	-52,9547	-50,5196	-36,7308	1,4707
-1,99	15,3297	-53,4521	-51,1095	-37,6965	1,3178
-0,99	16,359	-53,5099	-50,7156	-37,5407	1,3386
0,01	17,3858	-53,2774	-50,4593	-37,3223	1,3678
1,01	18,4552	-52,3812	-49,3617	-36,9925	1,4137
2,01	19,4605	-51,1846	-48,3312	-36,193	1,5403
3,01	20,5104	-49,6358	-46,6348	-35,5447	1,6474
4,01	21,5537	-47,9056	-44,9944	-34,7113	1,7975
5,01	22,5946	-46,0996	-43,0777	-33,6615	2,0109
6,01	23,6738	-44,1598	-41,1197	-32,3859	2,3092
7,01	24,6673	-42,3504	-39,2273	-31,0965	2,6602
8,01	25,6603	-40,5714	-37,3839	-29,7034	3,1056
9,01	26,6427	-38,9221	-35,6053	-28,3344	3,6227
10,01	27,5914	-37,4101	-34,0038	-27,0521	4,1902
11,01	28,5568	-36,0472	-32,5405	-25,8628	4,7983
12,01	29,463	-34,8002	-31,4726	-24,8793	5,3662
13,01	30,3488	-33,7554	-30,3303	-23,8395	6,05
14,01	31,2129	-32,791	-29,2967	-22,8357	6,7932
15,01	32,0609	-31,8807	-28,3161	-21,8593	7,6053
16,01	32,8795	-30,9985	-27,3937	-20,903	8,4936

Tabla A.40 Medidas en 900 MHz y canalización de 20 MHz en la prueba con señales moduladas.

Valores obtenidos de MATLAB					
P_{gen} (dBm)	P_{in} (dBm)	P_{out} (dBm)	I_D (mA)	G_{ain} (dB)	PAE (%)
-50	-6,08	16,907	289,3	22,987	0,6027
-49	-5,08	17,9026	283,9	22,9826	0,7725
-48	-4,08	18,949	279,6	23,029	0,9981
-47	-3,08	19,9738	273,1	23,0538	1,2938
-46	-2,08	21,0441	265,6	23,1241	1,7023
-45	-1,08	22,059	258	23,139	2,2138
-44	-0,08	23,0898	250,5	23,1698	2,8909
-43	0,92	24,1126	242,9	23,1926	3,7732
-42	1,92	25,144	236,5	23,224	4,9143
-41	2,92	26,1185	231,1	23,1985	6,294
-40	3,92	27,1005	227,9	23,1805	8,0016
-39	4,92	28,065	225,7	23,145	10,0885
-38	5,92	29,0201	225,7	23,1001	12,5695
-37	6,92	29,9821	228,9	23,0621	15,4661
-36	7,92	30,913	236,5	22,993	18,5459
-35	8,92	31,8078	246,2	22,8878	21,8888
-34	9,92	32,6899	261,3	22,7699	25,2649
-33	10,92	33,5374	279,6	22,6174	28,6938
-32	11,92	34,3423	302,2	22,4223	31,9456
-31	12,92	35,1243	325,9	22,2043	35,4556
-30	13,92	35,8996	352,8	21,9796	39,1411
-29	14,92	36,6309	382,9	21,7109	42,6615
-28	15,92	37,3292	413,1	21,4092	46,417

Tabla A.41 Medidas en 900 MHz y canalización de 20 MHz en la prueba con señales moduladas.

Valores obtenidos de MATLAB					
P_{in} (dBm)	P_{out} (dBm)	$ACPR^-$ (dBc)	$ACPR^+$ (dBc)	NMSE (dB)	EVM (%)
-6,08	16,907	-51,9045	-50,0773	-40,8821	1,1026
-5,08	17,9026	-52,2062	-50,3702	-40,9105	1,0977
-4,08	18,949	-52,0373	-50,2125	-40,6231	1,1103
-3,08	19,9738	-51,4086	-49,5943	-40,0507	1,1414
-2,08	21,0441	-50,2075	-48,3714	-39,0948	1,2028
-1,08	22,059	-48,7762	-46,9912	-37,8985	1,3021
-0,08	23,0898	-47,1013	-45,3258	-36,5094	1,4391
0,92	24,1126	-45,2956	-43,6208	-35,0312	1,6218
1,92	25,144	-43,3483	-41,8537	-33,4161	1,8728
2,92	26,1185	-41,4369	-40,4947	-32,0626	2,1224
3,92	27,1005	-39,6558	-39,11	-30,7141	2,4186
4,92	28,065	-38,0528	-37,8831	-29,4981	2,7302
5,92	29,0201	-36,6742	-36,6985	-28,3713	3,0626
6,92	29,9821	-35,4964	-35,4422	-27,2532	3,4482
7,92	30,913	-34,571	-34,0989	-26,13	3,9041
8,92	31,8078	-33,7248	-32,7467	-24,95	4,4713
9,92	32,6899	-32,8884	-31,382	-23,7098	5,1738
10,92	33,5374	-32,0125	-30,0807	-22,4725	5,9908
11,92	34,3423	-31,0207	-28,7947	-21,2207	6,9434
12,92	35,1243	-30,1594	-27,4742	-20,042	7,9675
13,92	35,8996	-29,0804	-26,3153	-18,8845	9,1221
14,92	36,6309	-27,904	-25,1425	-17,7051	10,4693
15,92	37,3292	-26,6373	-24,0121	-16,4894	12,0852

Tabla A.42 Medidas en 900 MHz y canalización de 10 MHz en la prueba con señales moduladas.

Valores obtenidos de MATLAB					
P_{gen} (dBm)	P_{in} (dBm)	P_{out} (dBm)	I_D (mA)	G_{ain} (dB)	PAE (%)
-50	-6,08	16,654	303,3	22,734	0,5422
-49	-5,08	17,6673	297,9	22,7473	0,6971
-48	-4,08	18,7128	290,3	22,7928	0,9101
-47	-3,08	19,7313	283,9	22,8113	1,1767
-46	-2,08	20,7785	275,3	22,8585	1,5444
-45	-1,08	21,8233	266,6	22,9033	2,0286
-44	-0,08	22,8701	258	22,9501	2,6677
-43	0,92	23,8881	249,4	22,9681	3,4889
-42	1,92	24,8733	241,9	22,9533	4,5129
-41	2,92	25,8613	235,4	22,9413	5,8221
-40	3,92	26,8289	231,1	22,9089	7,4102
-39	4,92	27,7808	227,9	22,8608	9,3551
-38	5,92	28,7278	227,9	22,8078	11,6337
-37	6,92	29,6555	228,9	22,7355	14,3399
-36	7,92	30,5715	234,3	22,6515	17,2972
-35	8,92	31,4445	242,9	22,5245	20,3962
-34	9,92	32,3091	253,7	22,3891	23,8256
-33	10,92	33,1465	267,7	22,2265	27,3753
-32	11,92	33,945	289,3	22,025	30,4356
-31	12,92	34,7346	309,7	21,8146	34,089
-30	13,92	35,4953	332,3	21,5753	37,8385
-29	14,92	36,2307	357,1	21,3107	41,6889
-28	15,92	36,9443	387,3	21,0243	45,2793

Tabla A.43 Medidas en 900 MHz y canalización de 10 MHz en la prueba con señales moduladas.

Valores obtenidos de MATLAB					
P_{in} (dBm)	P_{out} (dBm)	$ACPR^-$ (dBc)	$ACPR^+$ (dBc)	NMSE (dB)	EVM (%)
-6,08	16,654	-54,4551	-53,6736	-46,2246	0,9786
-5,08	17,6673	-54,36	-53,6477	-45,8735	0,9841
-4,08	18,7128	-53,8149	-53,0051	-44,934	1,0076
-3,08	19,7313	-52,737	-51,9267	-43,5659	1,0451
-2,08	20,7785	-51,2189	-50,3825	-41,875	1,1125
-1,08	21,8233	-49,4884	-48,6854	-40,0555	1,2097
-0,08	22,8701	-47,6232	-46,7972	-38,1485	1,3497
0,92	23,8881	-45,7865	-44,9472	-36,2945	1,5366
1,92	24,8733	-43,9562	-43,1368	-34,4914	1,7769
2,92	25,8613	-42,2139	-41,5665	-32,8733	2,0533
3,92	26,8289	-40,6266	-40,0746	-31,3815	2,3673
4,92	27,7808	-39,2024	-38,7733	-30,0723	2,6988
5,92	28,7278	-37,9228	-37,5799	-28,8841	3,0513
6,92	29,6555	-36,7558	-36,4407	-27,7725	3,4305
7,92	30,5715	-35,6616	-35,2461	-26,6501	3,8706
8,92	31,4445	-34,6372	-34,0675	-25,5466	4,3709
9,92	32,3091	-33,61	-32,8569	-24,406	4,9653
10,92	33,1465	-32,5674	-31,6559	-23,256	5,6539
11,92	33,945	-31,474	-30,4428	-22,0822	6,4588
12,92	34,7346	-30,4631	-29,2257	-20,9597	7,3365
13,92	35,4953	-29,3551	-28,0831	-19,8445	8,3289
14,92	36,2307	-28,165	-26,8963	-18,6815	9,5101
15,92	36,9443	-26,8582	-25,6467	-17,4368	10,9699

Tabla A.44 Medidas en 900 MHz y canalización de 5 MHz en la prueba con señales moduladas.

Valores obtenidos de MATLAB					
P_{gen} (dBm)	P_{in} (dBm)	P_{out} (dBm)	I_D (mA)	G_{ain} (dB)	PAE (%)
-50	-6,08	16,8005	291,4	22,8805	0,5838
-49	-5,08	17,7838	288,2	22,8638	0,7403
-48	-4,08	18,8065	282,8	22,8865	0,9548
-47	-3,08	19,8272	276,3	22,9072	1,2362
-46	-2,08	20,8634	268,8	22,9434	1,6131
-45	-1,08	21,8871	262,3	22,9671	2,0925
-44	-0,08	22,9162	252,6	22,9962	2,754
-43	0,92	23,9299	247,2	23,0099	3,5541
-42	1,92	24,9205	240,8	23,0005	4,5833
-41	2,92	25,911	233,2	22,991	5,945
-40	3,92	26,8871	230	22,9671	7,5466
-39	4,92	27,8486	227,9	22,9286	9,5031
-38	5,92	28,8016	227,9	22,8816	11,8343
-37	6,92	29,7411	230	22,8211	14,5569
-36	7,92	30,6726	237,6	22,7526	17,4609
-35	8,92	31,5631	247,2	22,6431	20,5998
-34	9,92	32,4413	261,3	22,5213	23,8515
-33	10,92	33,2873	276,3	22,3673	27,4026
-32	11,92	34,0791	296,8	22,1591	30,6026
-31	12,92	34,8733	322,6	21,9533	33,795
-30	13,92	35,6378	347,4	21,7178	37,4099
-29	14,92	36,3719	376,5	21,4519	40,8577
-28	15,92	37,0781	406,6	21,1581	44,4909
-27	16,92	37,742	441,1	20,822	47,7552

Tabla A.45 Medidas en 900 MHz y canalización de 5 MHz en la prueba con señales moduladas.

Valores obtenidos de MATLAB					
P_{in} (dBm)	P_{out} (dBm)	$ACPR^-$ (dBc)	$ACPR^+$ (dBc)	NMSE (dB)	EVM (%)
-6,08	16,8005	-56,1093	-55,8224	-47,9301	0,9825
-5,08	17,7838	-55,5773	-55,3376	-47,1482	0,9932
-4,08	18,8065	-54,4256	-54,2568	-45,7721	1,0196
-3,08	19,8272	-53,0565	-52,8754	-44,1776	1,0623
-2,08	20,8634	-51,3112	-51,1027	-42,3098	1,1301
-1,08	21,8871	-49,5032	-49,3633	-40,4735	1,2224
-0,08	22,9162	-47,6131	-47,459	-38,5434	1,3588
0,92	23,9299	-45,7859	-45,6678	-36,7175	1,5324
1,92	24,9205	-43,9388	-43,8974	-34,9139	1,761
2,92	25,911	-42,2499	-42,3695	-33,3221	2,0187
3,92	26,8871	-40,7028	-40,9515	-31,8617	2,3092
4,92	27,8486	-39,3485	-39,7241	-30,5939	2,6124
5,92	28,8016	-38,1391	-38,5829	-29,4521	2,9309
6,92	29,7411	-37,0487	-37,4698	-28,3863	3,2725
7,92	30,6726	-36,0055	-36,2726	-27,2906	3,6761
8,92	31,5631	-34,9503	-35,0286	-26,1404	4,167
9,92	32,4413	-33,83	-33,7081	-24,8966	4,7826
10,92	33,2873	-32,6639	-32,3879	-23,6254	5,5116
11,92	34,0791	-31,4531	-31,0677	-22,3456	6,3627
12,92	34,8733	-30,3012	-29,7832	-21,1339	7,2926
13,92	35,6378	-29,0871	-28,5424	-19,9366	8,3487
14,92	36,3719	-27,8048	-27,2566	-18,6985	9,6056
15,92	37,0781	-26,4505	-25,9306	-17,4032	11,139
16,92	37,742	-25,01	-24,5482	-16,0198	13,0623

Tabla A.46 Medidas en 900 MHz y canalización de 1'4 MHz en la prueba con señales moduladas.

Valores obtenidos de MATLAB					
P_{gen} (dBm)	P_{in} (dBm)	P_{out} (dBm)	I_D (mA)	G_{ain} (dB)	PAE (%)
-50	-6,08	16,9293	297,9	23,0093	0,5884
-49	-5,08	17,9318	293,6	23,0118	0,752
-48	-4,08	18,9606	287,1	23,0406	0,9746
-47	-3,08	19,9878	282,8	23,0678	1,2535
-46	-2,08	21,0249	275,3	23,1049	1,635
-45	-1,08	21,9263	266,6	23,0063	2,0776
-44	-0,08	22,95	260,2	23,03	2,6946
-43	0,92	23,9665	252,6	23,0465	3,5077
-42	1,92	24,9804	241,9	23,0604	4,6261
-41	2,92	25,9683	238,6	23,0483	5,888
-40	3,92	26,9339	233,2	23,0139	7,5241
-39	4,92	27,8929	230	22,9729	9,5134
-38	5,92	28,8401	228,9	22,9201	11,8878
-37	6,92	29,7688	231,1	22,8488	14,5809
-36	7,92	30,7075	238,6	22,7875	17,5287
-35	8,92	31,5989	249,4	22,6789	20,5878
-34	9,92	32,4736	261,3	22,5536	24,031
-33	10,92	33,3194	277,4	22,3994	27,4976
-32	11,92	34,1498	302,2	22,2298	30,5521
-31	12,92	34,9418	322,6	22,0218	34,3354
-30	13,92	35,6636	352,8	21,7436	37,0579
-29	14,92	36,3956	375,4	21,4756	41,2032
-28	15,92	37,0971	406,6	21,1771	44,6868
-27	16,92	37,7597	441,1	20,8397	47,9512

Tabla A.47 Medidas en 900 MHz y canalización de 1'4 MHz en la prueba con señales moduladas.

Valores obtenidos de MATLAB					
P_{in} (dBm)	P_{out} (dBm)	$ACPR^-$ (dBc)	$ACPR^+$ (dBc)	NMSE (dB)	EVM (%)
-6,08	16,9293	-60,1767	-60,4504	-50,2713	1,0306
-5,08	17,9318	-59,1335	-59,35	-48,8069	1,0422
-4,08	18,9606	-57,4773	-57,9774	-46,9669	1,0644
-3,08	19,9878	-55,7661	-56,1666	-45,0627	1,0992
-2,08	21,0249	-53,8223	-54,2432	-43,0534	1,1537
-1,08	21,9263	-51,8875	-52,3297	-41,0548	1,2371
-0,08	22,95	-49,8955	-50,3313	-39,0534	1,357
0,92	23,9665	-47,9753	-48,4277	-37,1314	1,5192
1,92	24,9804	-46,1286	-46,5755	-35,278	1,7303
2,92	25,9683	-44,4474	-44,8961	-33,6011	1,9825
3,92	26,9339	-42,8932	-43,3461	-32,0715	2,2742
4,92	27,8929	-41,5679	-42,0259	-30,7789	2,5723
5,92	28,8401	-40,3767	-40,8113	-29,6366	2,8769
6,92	29,7688	-39,2704	-39,6538	-28,5943	3,195
7,92	30,7075	-38,1443	-38,4525	-27,5048	3,5743
8,92	31,5989	-37,0015	-37,2434	-26,355	4,043
9,92	32,4736	-35,8111	-35,9786	-25,1009	4,6405
10,92	33,3194	-34,5992	-34,7087	-23,8127	5,3572
11,92	34,1498	-33,383	-33,4233	-22,5284	6,1854
12,92	34,9418	-32,1793	-32,1712	-21,3001	7,1047
13,92	35,6636	-30,9466	-30,9289	-20,1053	8,1477
14,92	36,3956	-29,6614	-29,6291	-18,8886	9,3732
15,92	37,0971	-28,2601	-28,2442	-17,5736	10,889
16,92	37,7597	-26,8104	-26,7821	-16,1724	12,789

Tabla A.48 Medidas en 900 MHz y canalización de 180 kHz en la prueba con señales moduladas.

Valores obtenidos de MATLAB					
P_{gen} (dBm)	P_{in} (dBm)	P_{out} (dBm)	I_D (mA)	G_{ain} (dB)	PAE (%)
-50	-6,08	16,8278	304,3	22,9078	0,5626
-49	-5,08	17,8496	301,1	22,9296	0,7194
-48	-4,08	18,8893	296,8	22,9693	0,9273
-47	-3,08	19,9121	287,1	22,9921	1,2133
-46	-2,08	20,9816	280,6	23,0616	1,5881
-45	-1,08	22,0376	273,1	23,1176	2,0811
-44	-0,08	23,0345	267,7	23,1145	2,6708
-43	0,92	24,0883	259,1	23,1683	3,5175
-42	1,92	25,1211	250,5	23,2011	4,6152
-41	2,92	26,1308	245,1	23,2108	5,9514
-40	3,92	27,0575	237,6	23,1375	7,5989
-39	4,92	28,0416	233,2	23,1216	9,7114
-38	5,92	29,002	233,2	23,082	12,1142
-37	6,92	29,9194	234,3	22,9994	14,892
-36	7,92	30,7524	241,9	22,8324	17,4703
-34	9,92	32,6342	268,8	22,7142	24,2455

Tabla A.49 Medidas en 900 MHz y canalización de 180 kHz en la prueba con señales moduladas.

Valores obtenidos de MATLAB					
P_{in} (dBm)	P_{out} (dBm)	$ACPR^-$ (dBc)	$ACPR^+$ (dBc)	NMSE (dB)	EVM (%)
-6,08	16,8278	-49,0516	-49,8998	-49,9702	3,579
-5,08	17,8496	-47,615	-48,5756	-48,54	3,5824
-4,08	18,8893	-46,0222	-47,0984	-46,6506	3,586
-3,08	19,9121	-44,5943	-45,5684	-44,7564	3,5929
-2,08	20,9816	-42,904	-43,8819	-42,7325	3,602
-1,08	22,0376	-41,3565	-42,2654	-40,7413	3,6186
-0,08	23,0345	-39,8115	-40,6719	-38,7653	3,6482
0,92	24,0883	-38,273	-39,0425	-36,7907	3,6945
1,92	25,1211	-36,7808	-37,4891	-34,9327	3,7589
2,92	26,1308	-35,4576	-36,012	-33,207	3,8608
3,92	27,0575	-34,3546	-34,7158	-31,7225	3,9852
4,92	28,0416	-33,3677	-33,5468	-30,4192	4,1304
5,92	29,002	-32,3781	-32,4708	-29,3174	4,2785
6,92	29,9194	-31,5752	-31,6648	-28,3256	4,4666
7,92	30,7524	-31,1579	-31,2546	-27,2569	4,7906
9,92	32,6342	-29,1282	-29,0622	-24,867	5,4507

Índice de Figuras

2.1	Esquemático del amplificador de potencia [10]	4
2.2	Ganancia y potencia a la salida frente a la potencia de entrada [10]	6
2.3	Nathan y Alan Sokal. Figura de [14]	9
2.4	Esquemático de un amplificador de alta eficiencia clase E [12]. En (b) se presenta el esquema del transistor actuando como un conmutador [16]	9
2.5	Formas de onda de tensión y corriente idealizadas cuando el conmutador está cerrado (ON) y abierto (OFF). Imagen de [19]	11
2.6	Señal de control (a) y corriente que circula por la bobina L_b (b) [13]	12
2.7	Formas de onda de corriente (a) y tensión (b) del clase E ideal para los estados de interruptor cerrado ($0 \leq \omega t \leq \pi$) y de interruptor abierto ($\pi \leq \omega t \leq 2\pi$) [13]	12
2.8	Tensión en la carga [13]	12
2.9	Forma de onda de tensión y corriente previa al desplazamiento. La tensión es una onda sinusoidal y la corriente una señal sinusoidal rectificada de media onda. Imagen de Keysight	15
2.10	Forma de onda de tensión y corriente posterior al desplazamiento. En esta figura se observa el aumento de la onda de tensión. Imagen de Keysight	15
2.11	Esquemático del circuito de un amplificador de potencia clase J [17]	16
3.1	Sistema lineal	18
3.2	Gráfico del comportamiento lineal y no lineal de un sistema. Figura de [5]	19
3.3	Balance de energía en un PA [30]	19
3.4	Gráfico que representa el comportamiento de la ganancia a partir de la potencia de entrada al amplificador [30]	20
3.5	Señal a la entrada y a la salida de un sistema no lineal. Presencia de armónicos	22
3.6	Espectro típico a la salida de un DUT no lineal. Se observa la presencia de armónicos. Imagen de [32]	24
3.7	Amplitud a la salida un DUT no lineal frente a la amplitud de entrada al sistema [7]	24
3.8	Recrecimiento espectral de una señal de dos tonos. Figura de [5]	26
3.9	Concepto de ACPR [16]	28
3.10	Constelación sin y con distorsión	29
3.11	Componentes IMD en un sistema con memoria. Los MEs no introducen nuevas componentes de distorsión, pero sí alteran las que ya se encuentran en la señal [7]	31
4.1	Amplificador de potencia clase J utilizado para las pruebas en el laboratorio	34
4.2	Montaje para medir las pérdidas a la entrada. En (a) se muestra el generador de señal (1), los preamplificadores (2) y el cable de medida (3). En (b) aparece, además, el analizador de señal (4)	34

4.3	Esquema del montaje del camino de entrada	35
4.4	Setup del camino de salida	37
4.5	Configuración para la prueba de un tono	38
4.6	Esquema del montaje para la prueba de un tono	38
4.7	Nivel de señal a la salida del PA frente a la potencia de entrada en 700 MHz (fundamental), 1400 MHz (2º Armónico) y 2100 MHz (3º Armónico)	39
4.8	Nivel de señal a la salida del PA frente a la potencia de entrada en 900 MHz (fundamental), 1800 MHz (2º Armónico) y 2700 MHz (3º Armónico)	39
4.9	Nivel de señal a la salida del PA frente a la potencia de entrada en 1000 MHz (fundamental), 2000 MHz (2º Armónico) y 3000 MHz (3º Armónico)	40
4.10	Ganancia del amplificador frente a potencia de entrada	42
4.11	Ganancia del amplificador frente a potencia de salida	42
4.12	Ganancia del amplificador frente a potencia de entrada a 700 MHz	42
4.13	Corriente de drenador frente a la potencia de entrada al amplificador	43
4.14	PAE frente a la potencia de entrada	43
4.15	PAE frente a la potencia de salida	43
4.16	Setup de la caracterización de dos tonos	45
4.17	Potencia fundamental de salida para el tono en f_1 y potencia de IMD inferior para un estímulo de dos tonos frente a la potencia de entrada. La intersección de ambas rectas da el punto de intercepto IP_3	45
4.18	Potencia fundamental de salida para el tono en f_2 y potencia de IMD superior para un estímulo de dos tonos frente a la potencia de entrada. La intersección de ambas rectas da el punto de intercepto IP_3	46
4.19	Niveles de señal de las componentes fundamentales en $f_1 = 899,5$ MHz y en $f_2 = 900,5$ MHz, y del producto de intermodulación de tercer orden IM_3 en $2f_1 - f_2 = 898,5$ MHz (inferior) y en $2f_2 - f_1 = 901,5$ MHz (superior), para el caso de dos tonos generados en el SMU con potencias de -39 dBm y -38,85 dBm	47
4.20	Potencia de salida del tono en f_1 y del tono en f_2 frente a la separación en frecuencia entre los dos tonos Δf	49
4.21	Potencia de salida de las componentes de intermodulación superior e inferior frente a la separación en frecuencia entre los dos tonos Δf	49
4.22	Potencia de salida promedio frente a potencia de entrada promedio cuando el amplificador se excita con una señal modulada	53
4.23	Ganancia promedio del amplificador frente a potencia de entrada promedio para un estímulo modulado	53
4.24	Ganancia instantánea frente a potencia de entrada instantánea para 700 MHz	53
4.25	Ganancia instantánea frente a potencia de entrada instantánea para 900 MHz	54
4.26	Ganancia instantánea frente a potencia de entrada instantánea para 1000 MHz	54
4.27	Desfase frente a la potencia de entrada instantánea para 700 MHz	54
4.28	Desfase frente a la potencia de entrada instantánea para 900 MHz	54
4.29	Desfase frente a la potencia de entrada instantánea para 1000 MHz	55
4.30	Espectros de salida en las tres frecuencias fundamentales, a la potencia de entrada más baja, cuando el amplificador es estimulado con una señal modulada	56
4.31	Espectros de salida en las tres frecuencias fundamentales, a la potencia de entrada más alta, cuando el amplificador es estimulado con una señal modulada	56
4.32	ACPR del canal adyacente inferior (-) y superior (+) para las tres frecuencias de operación, frente a la potencia de salida, cuando el amplificador es estimulado con una señal modulada	57
4.33	NMSE frente a la potencia de salida para las tres frecuencias de operación cuando el amplificador es estimulado con una señal modulada	57

4.34	Constelación de la señal para la potencia de entrada más baja (a) y la más alta (b) a 700 MHz	58
4.35	Constelación de la señal para la potencia de entrada más baja (a) y la más alta (b) a 900 MHz	58
4.36	Constelación de la señal para la potencia de entrada más baja (a) y la más alta (b) a 1000 MHz	59
4.37	EVM frente a la potencia de salida para las tres frecuencias de operación cuando el amplificador es estimulado con una señal modulada	59
4.38	Eficiencia de potencia añadida (PAE) frente a la potencia de entrada para 700, 900 y 1000 MHz	60
4.39	Corriente de drenador para las tres frecuencias en la prueba con señales moduladas	60
4.40	Eficiencia de potencia añadida (PAE) frente al ACPR en el peor caso para 700, 900 y 1000 MHz	61
4.41	Potencia de salida promedio frente a potencia de entrada promedio para diferentes canalizaciones en la frecuencia de operación 900 MHz	61
4.42	Potencia de salida promedio frente a potencia de entrada promedio para diferentes canalizaciones en la frecuencia de operación 900 MHz	61
4.43	Ganancia promedio frente a potencia de entrada promedio para diferentes canalizaciones en la frecuencia de operación 900 MHz	62
4.44	Ganancia promedio frente a potencia de entrada promedio para diferentes canalizaciones en la frecuencia de operación 900 MHz	62
4.45	Ganancia instantánea frente a potencia de entrada instantánea para una canalización de 30 MHz en la frecuencia de 900 MHz	63
4.46	Ganancia instantánea frente a potencia de entrada instantánea para una canalización de 20 MHz en la frecuencia de 900 MHz	63
4.47	Ganancia instantánea frente a potencia de entrada instantánea para una canalización de 10 MHz en la frecuencia de 900 MHz	63
4.48	Ganancia instantánea frente a potencia de entrada instantánea para una canalización de 5 MHz en la frecuencia de 900 MHz	64
4.49	Ganancia instantánea frente a potencia de entrada instantánea para una canalización de 1'4 MHz en la frecuencia de 900 MHz	64
4.50	Ganancia instantánea frente a potencia de entrada instantánea para una canalización de 180 kHz en la frecuencia de 900 MHz	64
4.51	Desfase frente a potencia de entrada instantánea para una canalización de 30 MHz en la frecuencia de 900 MHz	65
4.52	Desfase frente a potencia de entrada instantánea para una canalización de 20 MHz en la frecuencia de 900 MHz	65
4.53	Desfase frente a potencia de entrada instantánea para una canalización de 10 MHz en la frecuencia de 900 MHz	66
4.54	Desfase frente a potencia de entrada instantánea para una canalización de 5 MHz en la frecuencia de 900 MHz	66
4.55	Desfase frente a potencia de entrada instantánea para una canalización de 1'4 MHz en la frecuencia de 900 MHz	66
4.56	Desfase frente a potencia de entrada instantánea para una canalización de 180 kHz en la frecuencia de 900 MHz	67
4.57	Espectro de salida para la canalización de 30 MHz. A la izquierda se tiene el espectro a la potencia más baja y a la derecha el espectro a la potencia más alta	67
4.58	Espectro de salida para la canalización de 20 MHz. A la izquierda se tiene el espectro a la potencia más baja y a la derecha el espectro a la potencia más alta	67
4.59	Espectro de salida para la canalización de 10 MHz. A la izquierda se tiene el espectro a la potencia más baja y a la derecha el espectro a la potencia más alta	68
4.60	Espectro de salida para la canalización de 5 MHz. A la izquierda se tiene el espectro a la potencia más baja y a la derecha el espectro a la potencia más alta	68
4.61	Espectro de salida para la canalización de 1'4 MHz. A la izquierda se tiene el espectro a la potencia más baja y a la derecha el espectro a la potencia más alta	68

4.62	Espectro de salida para la canalización de 180 kHz. A la izquierda se tiene el espectro a la potencia más baja y a la derecha el espectro a la potencia más alta	69
4.63	ACPR del canal adyacente inferior (-) y superior (+) frente a la potencia de salida en 900 MHz, para las distintas canalizaciones	69
4.64	ACPR del canal adyacente inferior (-) y superior (+) frente a la potencia de salida en 900 MHz, para las distintas canalizaciones	69
4.65	NMSE frente a P_{out} en 900 MHz, para las distintas canalizaciones	70
4.66	NMSE frente a P_{out} en 900 MHz, para las distintas canalizaciones	70
4.67	EVM frente a P_{out} en 900 MHz, para las distintas canalizaciones	71
4.68	EVM frente a P_{out} en 900 MHz, para las distintas canalizaciones	71
4.69	Constelación de la señal para P_{in} más baja (a) y la más alta (b) para la canalización de 30 MHz	71
4.70	Constelación de la señal para P_{in} más baja (a) y la más alta (b) para la canalización de 20 MHz	72
4.71	Constelación de la señal para P_{in} más baja (a) y la más alta (b) para la canalización de 10 MHz	72
4.72	Constelación de la señal para P_{in} más baja (a) y la más alta (b) para la canalización de 5 MHz	73
4.73	Constelación de la señal para P_{in} más baja (a) y la más alta (b) para la canalización de 1'4 MHz	73
4.74	Constelación de la señal para P_{in} más baja (a) y la más alta (b) para la canalización de 180 kHz	74
4.75	PAE frente ACPR en el peor caso en 900 MHz, para las distintas canalizaciones	74
4.76	PAE frente ACPR en el peor caso en 900 MHz, para las distintas canalizaciones	74
4.77	PAE frente P_{in} en el peor caso en 900 MHz, para las distintas canalizaciones	75
4.78	PAE frente P_{in} en el peor caso en 900 MHz, para las distintas canalizaciones	75
4.79	Corriente de drenador frente P_{in} en 900 MHz, para las distintas canalizaciones	75
4.80	Corriente de drenador frente P_{in} en 900 MHz, para las distintas canalizaciones	76
4.81	Potencia de salida promedio frente a la potencia de entrada promedio para la prueba con imperfecciones	76
4.82	Ganancia promedio frente a la potencia de entrada promedio para la prueba con imperfecciones	76
4.83	Desfase frente a la potencia instantánea, para la potencia promedio más alta en canalización de 30 MHz sin imperfecciones	77
4.84	Desfase frente a la potencia instantánea, para la potencia promedio más alta en canalización de 30 MHz con imperfecciones	77
4.85	Ganancia instantánea frente a P_{in} instantánea, para la potencia promedio más alta en canalización de 30 MHz sin imperfecciones	77
4.86	Ganancia instantánea frente a P_{in} instantánea, para la potencia promedio más alta en canalización de 30 MHz con imperfecciones	77
4.87	Espectro de la señal de salida a la potencia más baja para canalización de 30 MHz con y sin imperfecciones	78
4.88	Espectro de la señal de salida a la potencia más alta para canalización de 30 MHz con y sin imperfecciones	78
4.89	ACPR inferior (-) y superior (+) frente a la potencia de salida para canalización de 30 MHz con y sin imperfecciones	79
4.90	NMSE frente a la potencia de salida para canalización de 30 MHz con y sin imperfecciones	79
4.91	Constelación de la señal para P_{in} más baja (a) y la más alta (b) para la canalización de 30 MHz sin imperfecciones	79
4.92	Constelación de la señal para P_{in} más baja (a) y la más alta (b) para la canalización de 30 MHz con imperfecciones	80
4.93	EVM frente a la potencia de salida para canalización de 30 MHz con y sin imperfecciones	80
4.94	PAE frente a la potencia de entrada para canalización de 30 MHz con y sin imperfecciones	81
4.95	Corriente de drenador frente a P_{in} para canalización de 30 MHz con y sin imperfecciones	81
4.96	PAE frente al ACPR en el peor caso para canalización de 30 MHz con y sin imperfecciones	81

4.97	Espectro y constelacion erróneas para la canalización de 180 kHz cuando se genera una señal con una potencia en el SMU, P_{gen} , de -33 dBm	82
------	--	----

Índice de Tablas

3.1	Amplitudes de los armónicos generados por un tono en un sistema no lineal [5]	21
4.1	Nivel de señal obtenido en el analizador PXA, $P_{PXA,1}$, para las frecuencias de interés y la ganancia. La ganancia se obtiene a partir de la diferencia entre $P_{PXA,1}$ y P_{level} . Paso 1	35
4.2	Nivel de señal obtenido en el analizador PXA, $P_{PXA,2}$, para las frecuencias de interés y las pérdidas del cable. Ésta se obtiene a partir de la diferencia entre P_{level} y $P_{PXA,2}$. Paso 2	35
4.3	Ganancia del camino de entrada	35
4.4	Niveles de potencia y pérdidas en el camino de salida para las frecuencias de operación y múltiplos de éstas. Las pérdidas L_1 se calculan a partir de la diferencia entre P_{level} y P_{PXA} . Para obtener L_{out} hay que restarle las pérdidas del cable L_2	36
4.5	Valores de potencia de salida para una P_{in} de 0 dBm y 1 dBm en las frecuencias de operación. Esta tabla demuestra la pendiente de 1 dB/dB de la componente fundamental	41
4.6	Valores de potencia de salida para una P_{in} de 0 dBm y 1 dBm en las frecuencias armónicas. Esta tabla demuestra la pendiente de 2 dB/dB del 2º armónico	41
4.7	Valores de potencia de salida para una P_{in} de 0 dBm y 1 dBm en las frecuencias armónicas. Esta tabla demuestra la pendiente de 3 dB/dB del 3º armónico	41
4.8	Valores de potencia del tono fundamental e IMD para dos estímulos generados a las frecuencias f_1 y f_2 con un nivel de potencia dado por P_{gen} . Además, también se expone la potencia de entrada al PA, P_{in}	46
4.9	Potencia obtenida en el analizador PXA para las componentes fundamentales en función de Δf para una potencia de entrada al amplificador P_{in} fija	48
4.10	Valores de potencia obtenidos en el PXA para la respuesta en frecuencia del amplificador que se realizó desde 700 a 1000 MHz, cuando la separación es de 20 MHz y 50 MHz	48
A.1	Corrección del camino de entrada	86
A.2	Corrección del camino de salida	86
A.3	Corrección del camino de salida. Continuación	87
A.4	Medidas en 700 MHz en la prueba de un tono	88
A.5	Medidas en 700 MHz en la prueba de un tono. Continuación	89
A.6	Medidas en 900 MHz en la prueba de un tono	90
A.7	Medidas en 900 MHz en la prueba de un tono. Continuación	91
A.8	Medidas en 1000 MHz en la prueba de un tono	92
A.9	Medidas en 1000 MHz en la prueba de un tono. Continuación	93
A.10	Medidas en 1400 MHz en la prueba de un tono	94
A.11	Medidas en 1400 MHz en la prueba de un tono. Continuación	95
A.12	Medidas en 1800 MHz en la prueba de un tono	96

A.13	Medidas en 1800 MHz en la prueba de un tono. Continuación	97
A.14	Medidas en 2000 MHz en la prueba de un tono	98
A.15	Medidas en 2000 MHz en la prueba de un tono. Continuación	99
A.16	Medidas en 2100 MHz en la prueba de un tono	100
A.17	Medidas en 2100 MHz en la prueba de un tono. Continuación	101
A.18	Medidas en 2700 MHz en la prueba de un tono	102
A.19	Medidas en 2700 MHz en la prueba de un tono. Continuación	103
A.20	Medidas en 3000 MHz en la prueba de un tono	104
A.21	Medidas en 3000 MHz en la prueba de un tono. Continuación	105
A.22	Medidas de la ganancia y de la PAE en 700 MHz obtenidas en la prueba de un tono	106
A.23	Medidas de la ganancia y de la PAE en 700 MHz obtenidas en la prueba de un tono. Continuación	107
A.24	Medidas de la ganancia y de la PAE en 900 MHz obtenidas en la prueba de un tono	108
A.25	Medidas de la ganancia y de la PAE en 900 MHz obtenidas en la prueba de un tono. Continuación	109
A.26	Medidas de la ganancia y de la PAE en 1000 MHz obtenidas en la prueba de un tono	110
A.27	Medidas de la ganancia y de la PAE en 1000 MHz obtenidas en la prueba de un tono. Continuación	111
A.28	Medidas en 900 MHz en la prueba de dos tonos con P_{in} variable y Δf fija. Valores de salida sólo para una de las componentes fundamentales y para la IMD de una de las bandas laterales al ser los resultados muy parecidos a un lado y a otro	112
A.29	Medidas en 900 MHz en la prueba de dos tonos con P_{in} variable y Δf fija. Valores de salida sólo para una de las componentes fundamentales y para la IMD de una de las bandas laterales al ser los resultados muy parecidos a un lado y a otro	112
A.30	Medidas en la prueba de dos tonos con separación variable para $P_{gen,f1} = -40$ dBm y $P_{gen,f2} = -39.85$ dBm. Valores medidos para la IMD inferior y superior	113
A.31	Medidas en la prueba de dos tonos con separación variable para $P_{gen,f1} = -40$ dBm y $P_{gen,f2} = -39.85$ dBm. Valores medidos para las componentes fundamentales en f_1 y f_2	114
A.32	Respuesta en frecuencia del amplificador	115
A.33	Respuesta en frecuencia del amplificador. Continuación	116
A.34	Medidas en 700 MHz y canalización de 30 MHz en la prueba con señales moduladas	117
A.35	Medidas en 700 MHz y canalización de 30 MHz en la prueba con señales moduladas	118
A.36	Medidas en 900 MHz y canalización de 30 MHz en la prueba con señales moduladas	119
A.37	Medidas en 900 MHz y canalización de 30 MHz en la prueba con señales moduladas	120
A.38	Medidas en 1000 MHz y canalización de 30 MHz en la prueba con señales moduladas	121
A.39	Medidas en 1000 MHz y canalización de 30 MHz en la prueba con señales moduladas	122
A.40	Medidas en 900 MHz y canalización de 20 MHz en la prueba con señales moduladas	123
A.41	Medidas en 900 MHz y canalización de 20 MHz en la prueba con señales moduladas	124
A.42	Medidas en 900 MHz y canalización de 10 MHz en la prueba con señales moduladas	125
A.43	Medidas en 900 MHz y canalización de 10 MHz en la prueba con señales moduladas	126
A.44	Medidas en 900 MHz y canalización de 5 MHz en la prueba con señales moduladas	127
A.45	Medidas en 900 MHz y canalización de 5 MHz en la prueba con señales moduladas	128
A.46	Medidas en 900 MHz y canalización de 1.4 MHz en la prueba con señales moduladas	129
A.47	Medidas en 900 MHz y canalización de 1.4 MHz en la prueba con señales moduladas	130
A.48	Medidas en 900 MHz y canalización de 180 kHz en la prueba con señales moduladas	131
A.49	Medidas en 900 MHz y canalización de 180 kHz en la prueba con señales moduladas	131

Bibliografía

- [1] J. Wood, *Behavioral modeling and linearization of RF power amplifiers*. Artech House, 2014.
- [2] T. Jiang and Y. Wu, "An overview: Peak-to-average power ratio reduction techniques for OFDM signals," *IEEE Transactions on broadcasting*, vol. 54, no. 2, pp. 257–268, 2008.
- [3] Y. Yang, J. Cha, B. Shin, and B. Kim, "A microwave Doherty amplifier employing envelope tracking technique for high efficiency and linearity," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 13, no. 9, pp. 370–372, 2003.
- [4] S. N. Roy, "Energy logic: A road map to reducing energy consumption in telecom munications networks," in *INTELEC 2008-2008 IEEE 30th International Telecommunications Energy Conference*. IEEE, 2008, pp. 1–9.
- [5] J. Vuolevi and T. Rahkonen, *Distortion in RF power amplifiers*. Artech House, 2003.
- [6] R. Pengelly, C. Fager, and M. Ozen, "Doherty's legacy: a history of the Doherty power amplifier from 1936 to the present day," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 17, no. 2, pp. 41–58, 2016.
- [7] F. Mkadem, "Behavioural modeling and linearization of RF power amplifier using artificial neural networks," Master's thesis, University of Waterloo, 2010.
- [8] B. Kim, J. Kim, I. Kim, and J. Cha, "The Doherty power amplifier," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 7, no. 5, pp. 42–50, 2006.
- [9] N. O. Sokal and A. D. Sokal, "Class E-a new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers," *IEEE Journal of solid-state circuits*, vol. 10, no. 3, pp. 168–176, 1975.
- [10] P. Colantonio, F. Giannini, and E. Limiti, *High efficiency RF and microwave solid state power amplifiers*. Wiley, 2009.
- [11] F. H. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P. B. Kenington, Z. B. Popovic, N. Potheary, J. F. Sevic, and N. O. Sokal, "Power amplifiers and transmitters for RF and microwave," *IEEE transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 3, pp. 814–826, 2002.
- [12] F. Moreno Díaz *et al.*, "Amplificador clase E de alta eficiencia en condiciones de carga variable," Trabajo Fin de Grado, Universidad de Cantabria, 2017.
- [13] E. Guerrero, "Estudio del desempeño del amplificador clase E conmutado a voltaje cero utilizando diferentes dispositivos semiconductores de potencia como interruptor," Master's thesis, Cenidet, 2004.

- [14] F. H. Raab, "Recollections of Nathan Sokal," in *2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*. IEEE, 2017, pp. 1311–1314.
- [15] F. Raab, "Idealized operation of the class E tuned power amplifier," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 24, no. 12, pp. 725–735, 1977.
- [16] R. Marante Torres, "Diseño de circuitos y esquemas de transmisión con alta eficiencia en tecnología GaN HEMT," Ph.D. dissertation, Universidad de Cantabria, 2016.
- [17] S. C. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*. Artech House, Inc., 2006.
- [18] M. Kazimierczuk and K. Puczek, "Exact analysis of class E tuned power amplifier at any Q and switch duty cycle," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 34, no. 2, pp. 149–159, 1987.
- [19] N. O. Sokal, "Class E high-efficiency power amplifiers, from HF to microwave," in *1998 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No. 98CH36192)*, vol. 2. IEEE, 1998, pp. 1109–1112.
- [20] T. Mader, *Quasi-optical Class-E Power Amplifiers*. University of Colorado, 1995.
- [21] T. Sowlati, C. A. T. Salama, J. Sitch, G. Rabjohn, and D. Smith, "Low voltage, high efficiency GaAs class E power amplifiers for wireless transmitters," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 30, no. 10, pp. 1074–1080, 1995.
- [22] M. Ponce, J. Arau, A. Lopez, J. Correa, and J. Alonso, "A novel high-power-factor single-switch electronic ballast for compact fluorescent lamps," in *APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No. 01CH37181)*, vol. 1. IEEE, 2001, pp. 454–460.
- [23] G. Liu, Z. Zhangb, Z. Chenga, S. Li, and M. Zhang, "A broadband high efficient class-J power amplifier with compact matching network," *IEICE Electronics Express*, vol. 16, no. 4, pp. 1–7, 2019.
- [24] S. Saxena, K. Rawat, and P. Roblin, "Continuous class-B/J power amplifier using a nonlinear embedding technique," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 64, no. 7, pp. 837–841, 2016.
- [25] P. Wright, J. Lees, J. Benedikt, P. J. Tasker, and S. C. Cripps, "A methodology for realizing high efficiency class-J in a linear and broadband PA," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 12, pp. 3196–3204, 2009.
- [26] J. Moon, J. Kim, and B. Kim, "Investigation of a class-J power amplifier with a nonlinear C_{out} for optimized operation," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 11, pp. 2800–2811, 2010.
- [27] L. Rizo Salas, S. Crespo Torre, M. d. I. N. Ruiz Lavín, J. Á. García García *et al.*, "Amplificador clase J en UHF a GaN HEMT con PAE superior a 80%," *Universidad de Cantabria*, 2011.
- [28] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital communications*, 4th ed. McGraw-Hill New York, 2001.
- [29] R. Ramírez Luz, *Sistemas de radiocomunicaciones*. Ediciones Paraninfo, 2005.
- [30] J. C. Pedro and N. B. Carvalho, *Intermodulation distortion in microwave and wireless circuits*. Artech House, 2003.

- [31] A. Hernández, “Comparación de técnicas de selección de coeficientes en modelos de comportamiento basados en series de Volterra para sistemas de comunicaciones,” Trabajo Fin de Grado, Universidad de Sevilla, 2018.
- [32] J. A. Becerra González, “Modelos de comportamiento de amplificadores de potencia: Modelo simple para dispositivos HEMT de GaN y estudio del kernel de quinto orden para modelo de comportamiento de Volterra,” Master’s thesis, Universidad de Sevilla, 2012.
- [33] M. Allegue Martínez, “Modeling and compensation of non-linear effects in wireless communications systems,” Ph.D. dissertation, Universidad de Sevilla, 2012.
- [34] P. M. Cabral, J. C. Pedro, and N. B. Carvalho, “Dynamic AM-AM and AM-PM behavior in microwave PA circuits,” in *2005 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*, vol. 4. IEEE, 2005, pp. 4–pp.
- [35] M. J. Madero Ayora, “Analysis and experimental characterization of nonlinear circuits applied to wireless communications systems,” Ph.D. dissertation, Universidad de Sevilla, 2008.
- [36] S. A. Maas, *Nonlinear microwave and RF circuits*. Artech House, 2003.
- [37] M. C. Paredes Paredes and M. J. Fernández-Getino García, “The problem of peak-to-average power ratio in OFDM systems,” *ArXiv*, 2015.
- [38] A. Behravan and T. Eriksson, “PAPR and other measures for OFDM systems with nonlinearity,” in *The 5th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications*, vol. 1. IEEE, 2002, pp. 149–153.
- [39] J. Tellado and J. M. Cioffi, “PAR reduction in multicarrier transmission systems,” *ANSI document, TIE1*, vol. 4, pp. 1–14, 1998.
- [40] P. Kaur and R. Singh, “Complementary cumulative distribution function for performance analysis of OFDM signals,” *IOSR Journal of Electronics and Communication Engineering (IOSRJECE)*, vol. 2, no. 5, pp. 05–07, 2012.
- [41] L. O. Chua, C. A. Desoer, and E. S. Kuh, *Linear and nonlinear circuits*. McGraw-Hill, 1987.
- [42] A. S. Polovnikov, S. Y. Matveev, V. A. Khurstalev, and V. M. Goychuk, “Simulation of power amplifiers with memory effect,” in *2016 11th International Forum on Strategic Technology (IFOST)*. IEEE, 2016, pp. 338–341.
- [43] J. P. Martins, P. M. Cabral, N. B. Carvalho, and J. C. Pedro, “A metric for the quantification of memory effects in power amplifiers,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 12, pp. 4432–4439, 2006.
- [44] J. H. Vuolevi, T. Rahkonen, and J. P. Manninen, “Measurement technique for characterizing memory effects in RF power amplifiers,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 8, pp. 1383–1389, 2001.
- [45] J. P. Martins, N. B. Carvalho, and J. C. Pedro, “A figure of merit for the evaluation of long term memory effects in RF power amplifiers,” in *2006 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. IEEE, 2006, pp. 1109–1112.
- [46] N. B. De Carvalho and J. C. Pedro, “A comprehensive explanation of distortion sideband asymmetries,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 9, pp. 2090–2101, 2002.

- [47] R. S. Pengelly, S. M. Wood, J. W. Milligan, S. T. Sheppard, and W. L. Pribble, “A review of GaN on SiC high electron-mobility power transistors and MMICs,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 6, pp. 1764–1783, 2012.
- [48] U. K. Mishra, L. Shen, T. E. Kazior, and Y.-F. Wu, “GaN-based RF power devices and amplifiers,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 96, no. 2, pp. 287–305, 2008.
- [49] E. Dahlman, S. Parkvall, and J. Skold, *5G NR: The next generation wireless access technology*. Academic Press, 2018.